

سلسلة هندسة الاتصالات رقم 3

# الاتصالات الرقمية



م. ريم مصطفى الدبس





## الاتصالات الرقمية



# الاتصالات الرقمية

إعداد

م. ريم الديس.



مكتبة المجتمع العربي للنشر

621.382

الدبس ، ريم

الإتصالات الرقمية/ إعداد ريم الدبس.-

عمان: مكتبة المجتمع العربي، 2004.

( ) ص.

ر.إ : (2004/9/2385).

الواصفات: / الإلكترونية// الفيزياء الإلكترونية//

\* تم إعداد بيانات الفهرسة والتصنيف الأولية من قبل دائرة المكتبة الوطنية

حقوق الطبع محفوظة للناس

Copyright ©  
All rights reserved

الطبعة الأولى

2005م - 1425هـ



مكتبة المجتمع العربي للنشر

صان - شارع الملك حسين - مجمع القيعين التجاري

تلفاكس 4632739 - ص.ب. 8244 عمان 11121 الأردن

## الفهرس

الصفحة	الموضوع
7	المقدمة
	<b>الوحدة الأولى</b>
9	تحويل الإشارة القياسية إلى رقمية والتعديل النبضي وتعديل دلتا
16	نظرية التجزئة ( أخذ العينات )
24	التكميم والترميز
60	أسئلة الوحدة الأولى
	<b>الوحدة الثانية</b>
67	الترميز ورموز التراسل
70	الترميز بشفرة ثنائية القطبية
75	الرمز أحادي القطبية ON - off
81	الرمز شبه الثلاثي Bipdar
91	الترميز التفاضلي
104	أسئلة الوحدة الثانية
	<b>الوحدة الثالثة</b>
111	مبادئ التجميع الرقمي
124	الأسلوب التثائي
147	أسئلة الوحدة الثالثة
	<b>الوحدة الرابعة</b>
149	تراسل حزمة النطاق الأساسي ومعالجتها
151	تدخل الرموز

159	طريقة نايكويست الثانية والثالثة للتحكم بقيمة ISI
162	مبدأ المخطط العيني
172	مبدأ تصحيح الأخطاء مقدماً
182	أسئلة الوحدة الرابعة
	<b>الوحدة الخامسة</b>
187	المعدلات والمعدلات العكسية الرقمية
189	مبدأ التعديل الرقمي
193	الطيف الترددي للأزاحة ASK
203	الإزاحة الترددية (FSK)
209	معدلات الإزاحة الترددية
218	معدلات الإزاحة الطورية
228	مبدأ التعديل الرباعي السعوي QAM
232	أسئلة الوحدة الخامسة
	<b>الوحدة السادسة</b>
237	شبكات تراسل البيانات
245	الدوائر المولدة
261	ملخص المقارنة بين معايير الشبكات المختلفة
267	المراجع العلمية



## المقدمة

الحمد لله رب العالمين والصلاة والسلام على سيد الخلق والمرسلين  
سيدنا محمد صلى الله عليه وسلم، أما بعد ،،،

هذا هو كتاب الاتصالات الرقمية وقد تم بعون الله تعالى  
إخراجه إلى حيز الوجود والذي نرجو من الله أن يكون كتاب ذا فائدة في مجال  
الاتصالات حيث أن هذا المجال أصبح سمة من سمات العصر الحاضر  
المتسارع.

وأخيراً نسأل الله أن يكون هذا العمل فائدة للجميع ونسأله النجاح  
والتوفيق لكل من يقرأ هذا الكتاب.

المؤلفة



# الوحدة الأولى





## مقدمة:

ان كان بالإمكان إتمام عملية الاتصالات بالإشارة القياسية بنجاح فما الحاجة للاتصالات الرقمية؟

الإجابة على هذا السؤال هو:

1. أداء performance أنظمة الاتصالات الرقمية Digital

Communication Systems أعلى من أداء أنظمة الاتصالات

القياسية بالرغم من تشويش النبضات الحادة Impulsive Noise.

2. سلامة البيانات Data integrity ، حيث تستخدم المعيدات

Regenerative Repeaters في أنظمة الاتصالات الرقمية DCS

لإعادة توليد إشارة صافية و إرسالها بدون أي تشويش.

3. سعر القطع الإلكترونية الرقمية أقل من سعر القطع القياسية مما يجعل

تمثيل الأنظمة الرقمية أسهل و أرخص.

4. معالجة البيانات باستخدام الحواسيب الرقمية لأجل للتضييق و التشفير

ممكن في أنظمة الاتصالات الرقمية DCS.

5. للكشف عن الأخطاء Error Detection و تصحيح الأخطاء Error

Correction ممكن في أنظمة الاتصالات الرقمية DCS كما تتمتع

الأنظمة الرقمية بالسرية privacy و الخصوصية security نتيجة

سهولة تشفير البيانات الرقمية.

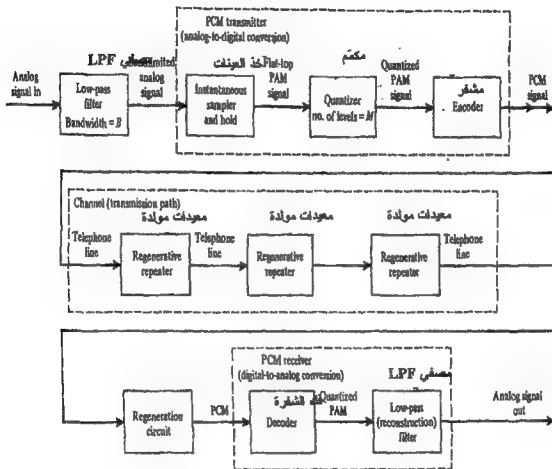
6. إمكانية إرسال عدد من القنوات ضمن النطاق المخصص باستخدام

تقنيات التجميع للرقمي Multiplexing مما يمكننا من استغلال السعة

القصى لعرض النطاق المحدد.

و الشكل التالي يوضح المخطط الصندوقي العام لأنظمة الاتصالات

الرقمية General Block Diagram:



PCM transmission system.

## 1-1 تحويل الإشارة القياسية إلى رقمية Analog to Digital Conversion

للتخرج في طرح مادة الاتصالات للرقمية Digital Communication لا بد أولاً من تمييز الفرق بين ثلاث أنواع مختلفة من الإشارات هي: الإشارة الرقمية Digital Signal و الإشارة القياسية Analog Signal و الإشارة المنفصلة Discrete Signal:

1- الإشارة القياسية Analog Signal: هي الإشارة التي تتخذ شكل

موجة ذات عدد غير محدد من القيم خلال مدى محدد من الزمن. مثال

على هذا النوع من الإشارات الإشارة الجيبية ذات العلاقة:

$$S(t) = V_p \sin(2\pi ft)$$

حيث تتراوح القيمة اللحظية (القيمة في لحظة معينة) لهذه

الإشارة بين  $[V_p, -V_p]$  حيث يوجد عدد غير منته من القيم الممكنة

لها. ففي لحظة معينة يمكن أن تكون قيمة الإشارة  $V$  2.34 وفي

لحظة أخرى  $1.129 V$  وبالتالي يمكن تصور العدد الهائل من

الاحتمالات الممكنة للقيمة اللحظية للإشارة.

من الأمثلة على الإشارات القياسية شكل الموجة الصوتية

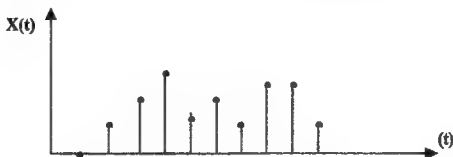
للإنسان human speech waveform.

2- الإشارة المنفصلة Discrete Signal: هي إشارة قياسية معرفة عند

نقاط منفصلة من الزمن فقط، أي أنها تشترك مع الإشارة القياسية

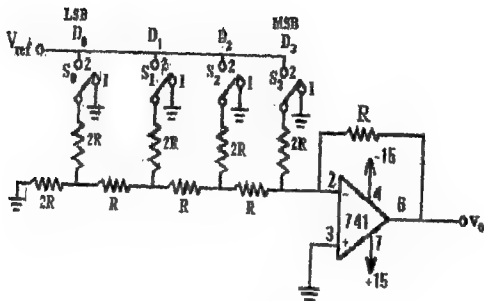
بالعدد غير المحدد للقيم الممكنة لها ولكنها تختلف عنها بكونها غير

معرفة إلا عند نقاط زمنية محددة كما هو موضح في الشكل التالي:



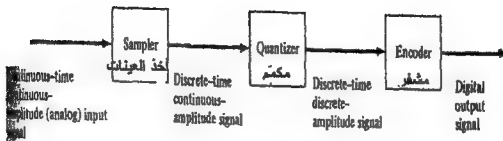
3- الإشارة الرقمية Digital Signal : هي إشارة لها هيئة الإشارة المنفصلة Discrete و لكنها ذات عدد محدد من القيم الممكنة. حيث لا نعبر في هذه الحالة الأرقام العشرية أهمية و إنما فقط أقرب رقم صحيح لها و بالتالي نحصل على عدد محدد من القيم للإشارة. للمقارنة، إن عدد الاحتمالات الممكنة لقيمة إشارة جيبية ذات قيمة قصوى  $V_p = 2\text{ V}$  هو عدد غير منته عند اعتبار الأجزاء العشرية للرقم، أما عند تقريب الرقم إلى أقرب عدد صحيح نحصل فقط على 5 احتمالات ممكنة لقيمة الإشارة (الرقمية) و هي  $\{-2, -1, 0, 1, 2\}$ . و يمكن الحصول على الإشارة الرقمية من الإشارة القياسية بإجراء عملية التحويل من القياسي إلى الرقمي Analog to Digital Conversion. وإن الدائرة التي تحول الإشارة القياسية إلى ما يكافئها من التشفير الثنائي الرقمي تسمى دائرة التحويل من القياسي إلى الرقمي Analog to Digital Converter (A/DC) ، و هناك أمثلة كثيرة على دوائر التحويل ADC، من هذه الدوائر الإلكترونية التي تحقق هذا الغرض الدارة التالية:





Ladder Converter.

و لكن عند تهيئة الإشارة للقياسية لتحويلها إلى رقمية لغرض تعديلها وإرسالها فإنها تمر بمراحل عدة أكثر تعقيدا من الموضحة في الدائرة السابقة. ولابد من تصور المراحل التي تمر بها الإشارة للقياسية للحصول على الإشارة الرقمية من تجزئته و تكميم و ترميز و دراسة للتشويش المرافق لهذه المراحل و الشروط الواجب مراعاتها للحصول على إشارة رقمية مكافئة للإشارة القياسية الأصلية و التي يمكننا من استردادها مرة أخرى على الطرف الآخر من نظام الاتصال (المستقبل Receiver). و المخطط التالي يبين مراحل تحويل الإشارة للقياسية إلى الإشارة الرقمية ADC:



و لابد من التقوية لأنواع التعديل النبضي التي يمكن الحصول عليها،  
فكما أن الإشارة القياسية تعدل بتعديل ترددي FM و تعديل سعوي AM فإنه  
يوجد أنواع من التعديل النبضي:  
1- التعديل النبضي القياسي Pulse-Analog Modulation و الذي ينقسم  
بدوره إلى الأنواع التالية:

- أ. تعديل اتساع النبضة (Pulse Amplitude Modulation (PAM).
  - ب. تعديل عرض النبضة (Pulse Width Modulation (PWM).
  - ج. تعديل مكان النبضة (Pulse Position Modulation (PPM).
- 2- التعديل النبضي الرقمي Digital Pulse Modulation مثل:
- أ. التعديل النبضي المرمز Pulse Code Modulation (PCM).
  - ب. تعديل دلثا Delta Modulation.

و سوف نتطرق لكل من هذه الأنواع بالتفصيل خلال هذه الوحدة.

## 2-1 نظرية التجزئة (أخذ العينات) Sampling Theory

يمكن تصنيف الإشارة القياسية إلى نوعين:

- 1- إشارة دورية Periodic Signal : هي الإشارة التي تحقق  
العلاقة التالية:

$$x(t) = x(t \pm nT)$$

حيث:

T: قيمة ثابتة تمثل الزمن الدوري و الذي يعرف بأنه أقل فترة زمنية

تحتاجها الإشارة لتكرّر نفسها.

مثال على الإشارة الدورية هو الإشارة الجيبية حيث أنها تحقق العلاقة

للمابقة:

$$\sin(\omega t) = \sin(\omega t \pm 2n\pi)$$

أي أن الإشارة الجيبية تكرر نفسها كل فترة زمنية تساوي  $2\pi$ .

2- إشارة غير دورية Non Periodic Signal : و هي الإشارة التي لا تكرر

نفسها كل فترة زمنية معينة و التي لا يمكن كتابتها بالصيغة المذكورة

سابقاً.

ان أول مرحلة من مراحل تحويل الإشارة للقياسية إلى رقمية هي عملية

أخذ العينات Sampling لتحويل الإشارة القياسية إلى إشارة منفصلة discrete،

والتي تتم وفقاً لنظرية أخذ العينات (التجزئة) التي تنص على أن: " إذا كانت

إشارة قياسية ذات حزمة نطاق أساسي محدّد بالتردد  $f_m$  فيمكن تمثيلها

بواسطة عينات منها تؤخذ على فترات متساوية  $t = nT_s$  أو بمعدل أخذ العينات

يساوي  $f_s \geq 2f_m$  "

حيث:

$f_s$  : معدل أخذ العينات و يساوي  $(1/T_s)$

و التردد  $f_s = 2f_m$  يعرف بتردد نايكوست Nyquist Frequency و هو

أصغر معدل أخذ عينات إشارة ترددها  $f_m$  وحدته samples/sec.

و يتم استرجاع الإشارة الأصلية من الإشارة المجزئة في المستقبل

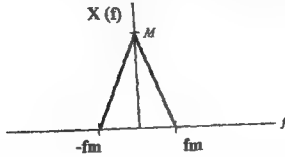
بواسطة مصفى تمرير حزمة ترددات منخفضة Low Pass Filter (LPF)

بتردد قطع  $f_c$ ، حيث:

$$f_c = f_s/2$$

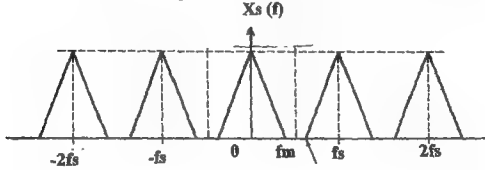
و الشكل التالي يثبت صحة نظرية نايكويست بالرسم:

1. الطيف الترددي للإشارة قبل التجزئة:



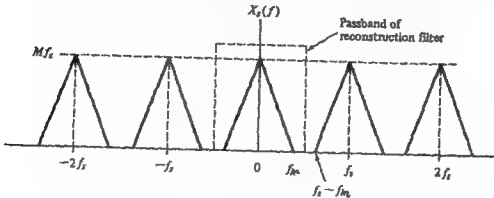
2. الطيف الترددي للإشارة بعد التجزئة: تراح إلى اليمين و إلى اليسار

بمسافات تساوي  $nf_s$ , حيث  $n$  أي عدد صحيح و  $f_s \geq 2f_m$ :



3. باستخدام مصفى LPF في المستقبل بتردد قطع  $f_c = f_s/2$  يتم استرجاع

الطيف الترددي للإشارة الأصلية ذات للتردد الأعلى  $f_m$ :

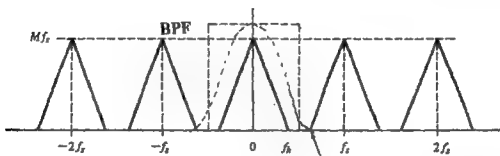


من خصائص الإشارات أن الإشارة المحددة تردديا Band limited تكون إشارة غير محددة زمنيا (إشارة دورية).

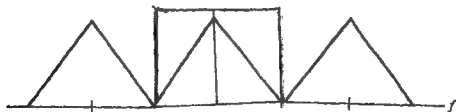
لأخذ العينات بشكل صحيح لا بد من أن تحقق الشرط:

$$T_s \leq 1/2f_m$$

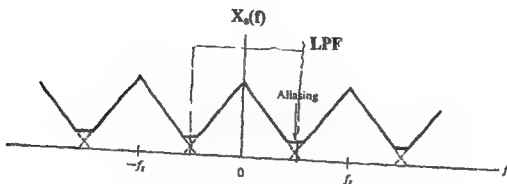
فإذا حدث أن أخذت العينات على فترات زمنية أكبر (أي  $T_s \geq 1/2f_m$ ) فسوف ينتج خطأ يسمى Aliasing Error حيث لا يمكن الحصول على الإشارة الأصلية كاملة و بشكل صحيح من العينات المأخوذة في هذه الحالة. و الأشكال التالية توضح الإشارة الناتجة في المستقبل بعد LPF و حالة Aliasing Error:  $f_s > 2f_m$ . 1- يتم استرجاع الإشارة بشكل واضح حتى لو لم يكن المصفي حاد القطع.



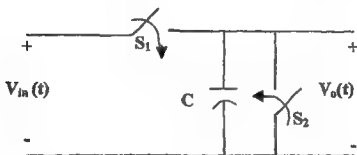
2-  $f_s = 2f_m$ : يتم استرجاع الإشارة و لكن لا بد من استخدام مصفى حاد لهذا الغرض.



3.  $f_s < 2f_m$ : لا يتم استرجاع الإشارة بشكل صحيح و يظهر لمكونات الطيف الجانبية أثر في الإشارة المحجوزة بالمصفى (Aliasing Error).

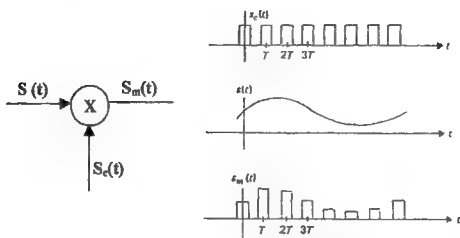


و يمكن الحصول على عينات الإشارة من خلال دائرة Sample and Hold Circuit التالية:

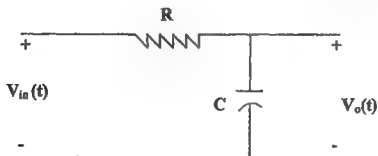


حيث يغلّق المفتاح  $S_1$  لحظيا عند نقاط أخذ العينات و يقوم المكثف بالشحن حتى قيمة العينة. و عندما يفتح المفتاح  $S_1$  يبقى المكثف على حاله حتى إغلاق المفتاح الثاني  $S_2$  الذي يوفر مسار للتفريغ. ان دائرة أخذ العينات و إمساكها Sample and Hold Circuit العملية تحتاج قطع إلكترونية إضافية لمنح المكثف القدرة على الشحن بشكل سريع.

و الشكل التالي يوضح كيفية الحصول على العينات لإشارة قياسية من خلال عملية الضرب بقطار من النبضات المتتابعة الناتجة عن فتح و غلق المفتاح  $S_1$ :



و بالإمكان إعادة استرداد الإشارة الأصلية من تلك العينات بواسطة مصفى تمرير حزمة ترددات منخفضة (LPF) Low Pass Filter، و يعد مصفى RC ذو الدرجة الأولى لإعادة بناء الإشارة و الموضح في الشكل التالي مناسب لكثير من التطبيقات مع مراعاة أن يكون معدل أخذ العينات أكبر من تردد نايكويست (حيث أن هذا المصفى غير حاد و إنما تردد للقطع يحدد عند مستوى -3 dB):



مثال 1: ما قيمة تردد نايكويست للإشارة التالية :

$$S(t) = 10 \sin(6283t)$$

الحل:

أولا نحدد قيمة أعلى تردد في هذه الإشارة  $f_m$  :

$$\omega_m = 2\pi f_m$$

$$6283 = 2\pi f_m$$

$$f_m = 6283/2\pi = 1000 \text{ Hz}$$

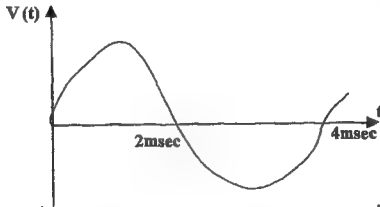
إذن و بتطبيق نظرية التجزئة فان معدل أخذ العينات للإشارة يجب أن

يكون:

$$f_s \geq 2 f_m \geq 2000 \text{ Hz}$$

أي أن أقل معدل لأخذ العينات (تردد نايكويست) يساوي:  $f_s = 2\text{KHz}$

مثال 2: جد الزمن الدوري للإشارة التالية و جد أكبر فترة زمنية يمكن أن تؤخذ عندها العينات منها:



الحل:

من الشكل يتضح أن الزمن الدوري يساوي:

$$T_m = 4 \text{ msec}$$

و بالتالي فان تردد الإشارة المعطاة يساوي:

$$f_m = 1/T_m = 1/4 * 10^{-3} = 250 \text{ Hz}$$



و لضمان أخذ عينات بشكل صحيح وفقاً لنظرية التجزئة يجب أن تحقق المسافة الزمنية بين العينات  $T_s$  القيمة التالية:

$$T_s \leq 1/2f_m \leq 1/(2*250)$$

$$T_s \leq 2 \text{ msec}$$

مثال 3: أخذت عينات من الإشارة التالية بثلاث ترددات مختلفة:

$$X(t) = 2 \sin(600\pi t)$$

أي للترددات الثلاث يحقق نظرية التجزئة و أيها سيسبب Aliasing

Error و أيها يساوي قيمة تردد نايكويست Nyquist Rate:

$$f_s = 550 \text{ Hz} -1$$

$$f_s = 600 \text{ Hz} -2$$

$$f_s = 1000 \text{ Hz} -3$$

الحل:

أولاً لا بد من تحديد قيمة تردد الإشارة المعطاة:

$$600\pi = 2\pi f_m$$

$$f_m = 600\pi/2\pi = 300 \text{ Hz}$$

و بالتالي فإن معدل أخذ العينات يجب أن يكون:

$$f_s \geq 2 f_m \geq 600 \text{ Hz}$$

و بذلك يمكن الحكم على الترددات الثلاثة المعطاة:

1.  $550 < 600$  ، و بالتالي سيسبب أخذ العينات بهذا المعدل خطأ

Aliasing Error و لن يتم استرجاع الموجة الأصلية من تلك

العينات بشكل صحيح.

2.  $f_s = 600 \text{ Hz}$  و هو قيمة تردد نايكويست و بالتالي يحقق نظرية

التجزئة و يمكن استرجاع الإشارة الأصلية كاملة من العينات

المأخوذة بهذا المعدل بمصفى LPF حاد ذو تردد قطع يساوي

$$f_s/2$$

3.  $600 > 1000$ ، و بالتالي يحقق نظرية التجزئة و يمكن استرجاع الإشارة الأصلية كاملة من العينات المأخوذة بهذا المعدل بمصفي LPF ذو تردد قطع يساوي  $f_s/2$ .

### التكميم Quantization و الترميز Encoding

ثاني مراحل تحويل الإشارة للقياسية إلى إشارة رقمية بعد أخذ العينات وفقا لنظرية التجزئة Sampling Theory هي مرحلة التكميم Quantization التكميم هي عملية تصنيف كل عينة من العينات المأخوذة ضمن مستوى معين من مستويات التكميم (Quantizing Levels (L. و يتم تصنيف عينة ما ضمن مستوى محدد تبعا لقيمة الفولتية لهذه العينة. و بالتالي تؤدي عملية تكميم العينة إلى تقريبها إلى أقرب قيمة من قيم مستويات التكميم و كلما ازداد عدد المستويات المكممة زادت كفاءة عملية التكميم و لكن على حساب التكلفة. ثم تأتي ثالث مراحل التحويل ADC و هي الترميز Encoding، و هي عملية تمثيل كل عينة مكممة بكلمة رقمية (مكونة من عدد من الخانات الثنائية Bits). و العلاقة بين عدد المستويات المكممة و عدد الخانات الرقمية تعطى بالعلاقة التالية:

$$L = 2^n$$

حيث:

L: عدد المستويات المكممة Quantization Levels.

n: عدد الخانات الرقمية (النبضات) الممثلة لكل مستوى من المستويات المكممة.

أن هذا النوع من التكميم يسمى التكميم المنتظم Uniform

Quantization حيث أن فرق القيمة بين أي مستويين تبقى ثابتة و تساوي:

$$\Delta v = D/L$$

حيث:

$\Delta v$  : الدرجة أو القفزة الكمية بين مستويين من مستويات التكميم التي تمثل عرض فترة التكميم.

$L$  : عدد المستويات الكمية Quantization Levels.

$D$  : المدى الديناميكي للإشارة الداخلة و الذي يعطى بالعلاقة:

$$D = \text{Max}(x(t)) - \text{Min}(x(t))$$

و في حال كانت الإشارة الداخلة متناظرة حول المحور الزمني  
(كالإشارة الجيبية) تصبح العلاقة السابقة:

$$D = V_m - (-V_m) = 2V_m$$

حيث  $V_m$  تمثل أقصى فولتية للإشارة peak voltage.

ان الكمية المكممة ذات إحدى المستويات المحددة هي الناتج من عملية التكميم، و هي تحتوي على نسبة من الخطأ الناتج عن تقريب قيمة العينة، و تعرف كمية الخطأ الناتجة عن الفرق بين القيمة الحقيقية للعينة المكممة و القيمة التقريبية لها (المكممة) بتشويش التكميم Quantization Noise و التي يمكن حسابها وفقاً للمعادلة التالية:

$$e = X - X'$$

حيث:

$e$  : خطأ التكميم Quantization Error.

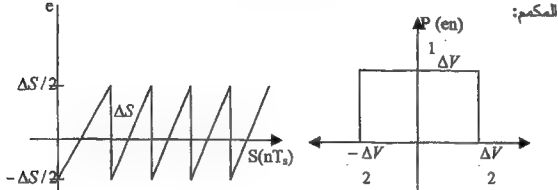
$X$  : القيمة الحقيقية لفولتية العينة.

$X'$  : القيمة التقريبية للعينة و التي تساوي فولتية مستوى التكميم المعني.

و حيث أن قيمة القفزة بين مستويين محددة بالعلاقة السابقة و متساوية بين أي مستويين (لأن التكميم منتظم uniform) فإن أقصى قيمة تشويش لعملية التكميم يمكن تحديدها كما يلي:

$$E_{\max} = \pm \Delta v / 2$$

و الشكل التالي يبين توزيع تشويش التكميم بالنسبة إلى الإشارة الداخلة إلى



و بالتالي فإن أي قيمة الخطأ التكميم سوف تتراوح بين  $[-\Delta v/2, +\Delta v/2]$  و لا يمكن التخلص نهائيا من هذا الخطأ و إنما يمكن التقليل من تأثيره بزيادة عدد المستويات المكعبة  $L$ .

و من الحسابات المهمة المتعلقة بخطأ التكميم حساب متوسط مربع الخطأ Mean Square Error (E) و الذي يعطى بالعلاقة التالية:

$$E = 1/t \int (\Delta v/2t)^2 \alpha^2 d\alpha$$

$$= \Delta v^2 / 12$$

و تأتي أهمية حساب قيمة  $E$  لإيجاد النسبة بين قدرة الإشارة و قدرة التشويش Signal to Noise Ratio (SNR) و التي تعطى بالصيغة التالية:

$$SNR = P_s / E$$

حيث:

$P_s$ : قدرة إشارة المعلومات المكعبة (و التي تساوي للإشارة الجيبية

$$([V_m^2/2])$$

E: قسرة التشويش و تسوي  $m_p^2/3L^2$  حيث  $m_p$  تسوي أقصى اتساع في الإشارة المرسل.

و يمكن إعادة صياغة العلاقة الأخيرة للتعبير عن SNR بالديسيبل على النحو التالي:

$$\begin{aligned} \text{SNR}_{\text{dB}} &= 10 \text{ Log} \{ P_s/E \} \\ &= 10 \text{ Log} \{ P_s/(\Delta v^2/12) \} \\ &= 10 \text{ Log} \{ 12 P_s/(D/L)^2 \} \\ &= 10 \text{ Log} \{ 12 P_s/(D/2^n)^2 \} \\ &= 10 \text{ Log}(12) + 10 \text{ Log}(P_s) - 20 \text{ Log}(D) + 20n \text{ Log}(2) \\ &= 10.79 + 6.02n + 10 \text{ Log}(P_s) - 20 \text{ Log}(D) \end{aligned}$$

و عند التعامل مع إشارة جيبية يمكن تبسيط العلاقة الأخيرة بشكل أكبر لتصبح على النحو التالي:

$$\begin{aligned} (\text{SNR})_{\text{dB}} &= 10.79 + 6.02n + 10 \text{ Log}(V_m^2/2) - 20 \text{ Log}(2V_m) \\ &= 10.79 + 6.02n - 30 \text{ Log}(2) \\ &= 10.79 + 6.02n - 9.03 \\ &= 1.76 + 6.02n \end{aligned}$$

أي أن نسبة SNR تزداد بزيادة عدد الخانات الرقمية الثنائية الممثلة لكل عينة، فالعلاقة طردية فكلما ازداد عدد مستويات التكميم يقل خطأ التكميم و تزداد عدد النضات الممثلة للعينة و تزداد نسبة قدرة إشارة المعلومات إلى قدرة إشارة التشويش SNR و لكن على حساب كل من التكلفة و عرض النطاق Band Width، حيث نحتاج إلى عرض نطاق أكبر لإرسال الإشارة المرمزة كلما ازداد عدد الخانات الرقمية. و تعطى علاقة عرض النطاق الجديد وفقا للعلاقة التالية:

$$BW_{\text{new}} = BW * n$$

حيث:

$BW_{new}$  : عرض النطاق المطلوب للإشارة المرمزة.

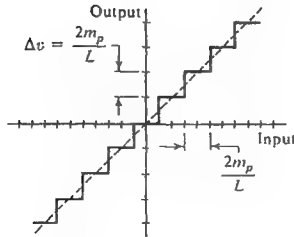
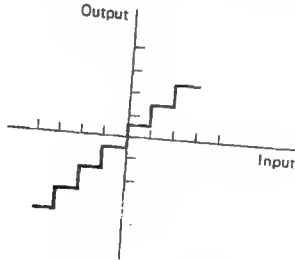
$BW$  : عرض النطاق للإشارة الأصلية قبل الترميز.

$n$  : عدد الخانات الرقمية bits المخصصة لترميز كل عينة.

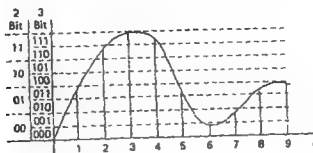
يوجد نوعين من المكممات المنتظمة Uniform Quantizes تبعاً

لأسلوب التكميم و تحديد المستوى و هما mid-raze quantizer و mid-

tread quantizer و المبين أسلوب عمل كل منهما في الشكلين التاليين:



مثال 1: تم أخذ عينات من الإشارة التالية وفقا لنظرية التجزئة ثم أدخلت العينات إلى دائرة التكميم و الترميز ذات الثمانية مستويات كما هو موضح في الشكل التالي:



فإذا كان المكمم المستخدم من نوع mid raze quantizer و قيمة فولتية الإشارة تتراوح بين 0 و 16 فولت:

1. جد قيمة الفولتية لكل من العينات الخمسة في الشكل السابق و قيمة التكميم و رقم مستوى التكميم و التشفير الثنائي المكافئ لكل منها.
  2. احسب تشويش التكميم لكل عينة و أكبر قيمة تشويش للتكميم e.
  3. احسب قيمة Mean Square Error (E)
  4. احسب قيمة عرض النطاق المطلوب لإرسال الإشارة المرمزة إذا كان عرض نطاق الإشارة للمعطاء 50 KHz.
- الحل:

1. من الشكل يتضح أن عدد المستويات يساوي 8 و بالتالي:

$$\Delta v = D/L$$

$$= 16/8 = 2 \text{ volt}$$

و حيث أن المكمم من نوع mid raze quantizer فإن كل قيمة للإشارة الدالخة تتراوح بين [0,2] تكمم بقيمة المستوى (1 = 2/2) . و القيمة التي تتراوح بين [2,4] تكمم بقيمة المستوى (3 = 3\*2/2) . و القيمة

التي سنراوح بين [4,6] نكم بقيمة المستوى ( $5=2/2*5$ ) و هكذا ، و  
بالتالي:

رقم العينة	فولتية العينة	فولتية التكميم للعينة	رقم المستوى	التشفير الثنائي
1	7.6	7	3	011
2	14.7	15	7	111
3	13	13	6	110
4	7.8	7	3	011
5	4.8	5	2	010

2. بتطبيق قانون خطأ التشويش على كل عينة نحصل على القيم التالية:

أ. العينة الأولى:

$$e = X - X'$$

$$= 7.6 - 7 = 0.6 \text{ v}$$

ب. العينة الثانية:

$$e = X - X'$$

$$= 14.7 - 15 = -0.3 \text{ v}$$

ج. العينة الثالثة:

$$e = X - X'$$

$$= 13 - 13 = 0$$

د. العينة الرابعة:

$$e = X - X'$$

$$= 7.8 - 7 = 0.8 \text{ v}$$

هـ. العينة الخامسة:

$$e = X - X'$$

$$= 4.8 - 5 = -0.2 \text{ v}$$



بينما قيمة أكبر قيمة تشويش فتساوي:

$$E_{\max} = \pm \Delta v / 2 \\ = \pm 2/2 = \pm 1 \text{ v}$$

و نلاحظ أن هذه للقيمة أكبر من (أو تساوي) أي قيمة خطأ

محسوب لأي من العينات المأخوذة.

3. بتطبيق القانون نحصل على قيمة E:

$$E = \Delta v^2 / 12 \\ = 2^2 / 12 = 4/12 = 0.33$$

4. بتطبيق القانون نحصل على قيمة BW الجديدة:

$$BW_{\text{new}} = BW * n \\ \approx 3 * 50 \text{ K} = 150 \text{ KHz}$$

أي أن عرض النطاق المطلوب قد تضاعف 3 مرات عنه قبل

الترميز .

مثال 2: أخذت العينات التالية وفقا لنظرية التجزئة [1.9 - 1.4,

1.3, 0.1, 0.6] من الإشارة التالية:

$$S(t) = 2 \sin(200t)$$

و كنان المكمم المستخدم من نوع Mid raze Quantizer ، فإذا

كان عدد المستويات المكممة 4 مستويات:

1. جد قيمة الفولتية لكل من العينات الخمسة في الشكل المرافق و قيمة

التكميم و رقم مستوى التكميم و التشفير الثنائي المكافئ لكل منها.

2. احسب تشويش التكميم لكل عينة و أكبر قيمة تشويش للتكميم c.

3. احسب قيمة Mean Square Error (E)

4. احسب قيمة عرض النطاق المطلوب لإرسال الإشارة المرمزة إذا

كان عرض نطاق الإشارة المعطاة 50 KHz.

5. احصب نسبة SNR.

الحل:

1. لا تختلف قيمة عرض فترة التكميم عن المثال السابق، أي:

$$\begin{aligned}\Delta v &= D/L = 2V_m/L \\ &= 2*2/4 = 1 \text{ volt}\end{aligned}$$

و حيث أن المكمم من نوع mid raze quantizer فإن كل قيمة للإشارة الداخلة تتراوح بين [-1 , -2] تكمم بقيمة المستوى (-1.5) و التي تتراوح بين [-1,0] تكمم بقيمة المستوى (-0.5) و التي تتراوح بين [0, 1] تكمم بقيمة المستوى (0.5) و التي تتراوح بين [1,2] تكمم بقيمة المستوى (1.5) ، و بالتالي:

رقم العينة	فولتية العينة	فولتية التكميم للعينة	رقم المستوى	التشفير الثنائي
1	-1.4	-1.5	0	00
2	-0.6	-0.5	1	01
3	0.1	0.5	2	10
4	1.3	1.5	3	11
5	1.9	1.5	3	11

2. بتطبيق قانون خطأ التشويش على كل عينة نحصل على القيم

التالية:

أ. العينة الأولى:

$$\begin{aligned} e &= X - X' \\ &= (-1.4) - (-1.5) = 0.1 \text{ v} \end{aligned}$$

ب. العينة الثانية:

$$\begin{aligned} e &= X - X' \\ &= (-0.6) - (-0.5) = 0.1 \text{ v} \end{aligned}$$

ج. العينة الثالثة:

$$\begin{aligned} e &= X - X' \\ &= 0.1 - 0.4 = 0.3 \text{ v} \end{aligned}$$

د. العينة الرابعة:

$$\begin{aligned} e &= X - X' \\ &= 1.3 - 1.5 = -0.2 \text{ v} \end{aligned}$$

هـ. العينة الخامسة:

$$\begin{aligned} e &= X - X' \\ &= 1.9 - 1.5 = 0.4 \text{ v} \end{aligned}$$

بينما قيمة أكبر قيمة تشويش فتساوي:

$$\begin{aligned} E_{\max} &= \pm \Delta v / 2 \\ &= \pm 1/2 = \pm 0.5 \text{ v} \end{aligned}$$

3. بتطبيق القانون نحصل على قيمة E:

$$\begin{aligned} E &= \Delta v^2 / 12 \\ &= 1^2 / 12 = 1/12 = 0.0833 \end{aligned}$$

4. بتطبيق القانون نحصل على قيمة BW الجديدة:

$$\begin{aligned} BW_{\text{new}} &= BW * n \\ &= 2 * 50 \text{ K} = 100 \text{ KHz} \end{aligned}$$

أي أن عرض النطاق المطلوب قد تضاعف مرتين عنه قبل

الترميز .

5. عند التعامل مع إشارة جيبية حصلنا على العلاقة المبسطة التالية لإيجاد SNR:

$$\begin{aligned} (SNR)_{dB} &= 1.76 + 6.02n \\ &= 1.76 + 6.02 * 2 = 13.8 \text{ dB} \end{aligned}$$

مثال 3: أوجد حساب E و BW ونسبة SNR في المثال السابق إذا مثلت كل عينة بواسطة 4 خانات رقمية عوضاً عن الخانتين.  
الحل:

أولاً يجب إعادة حساب اللقطة بين المستويين:

$$\begin{aligned} \Delta v &= D/L = D/2^n \\ &= (2 - (-2))/2^4 = 4/2^4 = 0.125 \text{ v} \end{aligned}$$

و بالتالي:

$$\begin{aligned} E &= \Delta v^2 / 12 \\ &= (0.125)^2 / 12 = 1.3 * 10^{-3} \end{aligned}$$

و عرض النطاق في هذه الحالة:

$$\begin{aligned} BW_{new} &= BW * n \\ &= 4 * 50K = 200 \text{ KHz} \end{aligned}$$

و نسبة SNR تساوي:

$$\begin{aligned} (SNR)_{dB} &= 1.76 + 6.02n \\ &= 1.76 + 6.02 * 4 = 25.84 \text{ dB} \end{aligned}$$

نلاحظ من هذان المثالين أن زيادة عدد خانات الترميز يقل تشويش التكميم (بسبب زيادة عدد مستويات التكميم) و يزداد عرض النطاق المطلوب للإرسال و نسبة SNR (و هي فائدة مطلوبة).

مثال 4 : إذا أردنا المحافظة على نسبة SNR أكبر من 24 dB عند إرسال إشارة جيبية يتراوح اتساعها بين [10 , -10] فولت فما هو:

1. أقل عدد من الخانات الثنائية يجب استخدامه لتشفير كل عينة من

هذه الإشارة؟

2. عدد المستويات المكممة؟

3. عرض الفترة التكميمية بين المستويين المكممين؟

الحل:

1. من قانون SNR نعلم أن :

$$(SNR)_{dB} = 1.76 + 6.02n$$

فإذا كان المطلوب :

$$SNR > 24$$

فبالنعويض في العلاقة الأولى نحصل على:

$$24 < 1.76 + 6.02n$$

$$22.24 < 6.02n$$

$$n > 3.7$$

أي أن أقل عدد من الخانات الرقمية الواجب استخدامها هو 4 خانات

(حيث لا يمكن استخدام عدد كسري من الخانات و إنما عدد صحيح كامل).

2. ان عدد المستويات المكممة يرتبط بعدد الخانات الرقمية

حسب العلاقة التالية:

$$L = 2^n = 2^4 = 16 \text{ levels}$$

3. ان القفزة أو عرض الفترة أيضا مرتبط بعدد n لارتباطها

بعدد المستويات المكممة:

$$\Delta v = D/L = D/2^n$$

$$= (10 - (-10))/2^4 = 20/16 = 1.25 \text{ volt}$$

مثال 5: إذا أردنا المحافظة على نسبة SNR أكبر من 24 dB عند إرسال إشارة

غير جييسية يتراوح اتساعها بين [1, -2] فولت ذات قدرة  $P_s = 50$

watt (أي قدرة مساوية لقدرة الإشارة الجيبية في المثال السابق)، فما هو أقل عدد من الخانات الثنائية يجب استخدامه لتشفير كل عينة من هذه الإشارة؟

الحل:

لا بد في هذه المسألة من تطبيق القانون الأساسي لحساب SNR لأن العلاقة المعطاة غير جيبية:

$$\text{SNR}_{dB} = 10.79 + 6.02n + 10 \log(P_s) - 20 \log(D)$$

و لكن لا بد أولاً من حساب قيمة D:

$$\begin{aligned} D &= \text{Max}(x(t)) - \text{Min}(x(t)) \\ &= 1 - (-2) = 3 \text{ volt} \end{aligned}$$

فإذا كان المطلوب :

$$\text{SNR} > 24$$

فبالنعويض في العلاقة الأولى نحصل على:

$$24 < 1.76 + 6.02n + 10 \log(P_s) - 20 \log(D)$$

$$24 < 1.76 + 6.02n + 10 \log(50) - 20 \log(3)$$

$$24 < 1.76 + 6.02n + 16.99 - 9.54$$

$$14.79 < 6.02n$$

$$n > 2.46$$

أي أن أقل عدد من الخانات الرقمية الواجب استخدامها في هذه الحالة هو 3 خانات.

### 3-1 تضيق الإشارة الخطي و التلوغاريتمي

بشكل عام في التكميم المنتظم uniform quantization تكون كل من

قدرة الإشارة المكعبة و قدرة التشويش معطاة بالعلاقين التاليين على التوالي:

$$S_o = m(t)^2$$

و

$$N_o = 3L^2/m_p^2$$

و بالتالي فان نسبة SNR تساوي:

$$S_o/N_o = 3 L^2 m(t)^2 / m_p^2$$

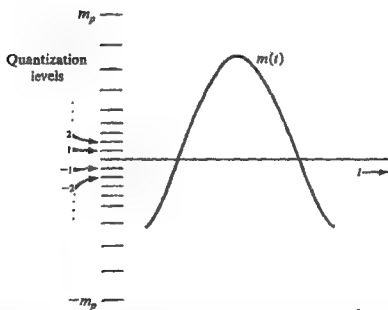
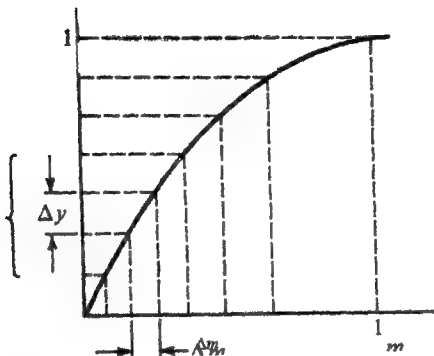
بما أن تشويش التكميم يساوي  $m_p^2/3L^2$  و عدد المستويات  $L$  مصمم  
لقيمة قصوى  $m_p$  محددة و منفذة في النظام فان قيمة تشويش التكميم يبقى ثابت،  
بينما تختلف قدرة الإشارة من متحدث إلى آخر، وحتى لنفس المتحدث فان جودة  
الإشارة المستقبلية سوف تقصد بشكل ملحوظ عندما يتحدث بمستوى منخفض.

إحصائيا، وجد أن الاتساعات الأصغر تغلب على الإشارات الصوتية  
بينما الاتساعات الكبيرة أقل حدوثا. و هذا يعني أن SNR ستكون منخفضة  
أغلب الوقت.

من صعوبة المشكلة أن العلاقة مباشرة بين قفزة التكميم  $\Delta v$  و قدرة  
التشويش  $N_q$ :

$$N_q = (\Delta v)^2/12$$

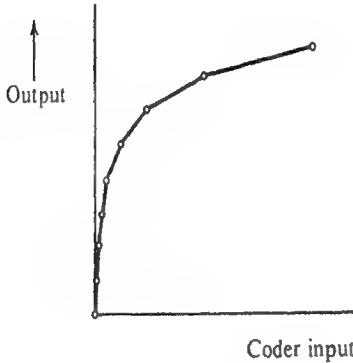
هذه المشكلة من الممكن حلها من خلال قفزات تكميم أصغر للاتساعات  
الأصغر و قفزات تكميم أكبر للاتساعات الأكبر (تكميم غير منتظم uniform  
Quantization) كما هو موضح في الشكل للتالي:



فلاحظ أن قيم الفولتية الصغيرة (الواقعة بالقرب من الصفر) لها قفزات تكميم صغيرة بينما للفولتية ذات القيمة الأكبر لها قفزات أكبر. و يمكن الحصول على النتيجة نفسها من خلال:



1. أولاً: تضيق compressing عينات الإشارة.
  2. ثانياً: تكميم العينات المضغوطة تكميماً منتظماً uniform quantization.
- و الشكل التالي يبين خصائص المدخل - المخرج لإدارة التضيق  
Compressor:



حيث يمثل المحور السيني إشارة المدخل نسبة إلى أكبر اتساع فيها (مقسومة على ذلك الاتساع) بينما يمثل المحور الصادي الرأسى الإشارة الخارجة، حيث تكون القفزة للقيم الصغيرة للإشارة الداخلة أصغر من القفزات التكميمية للقيم الكبيرة و لكن تبقى القفزات لمخرج الإدارة متساوية (uniform). و بذلك نحصل على قدرة تشويش قليلة للإشارة ذات القدرة القليلة.

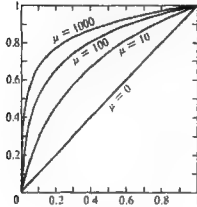
بشكل تقريبي، ينتج من خصائص التضخيم اللوغاريتمي Logarithmic compression قدرة تشويش تتناسب تناسباً طردياً مع قدرة الإشارة. وذلك يجعل قيمة SNR مستقلة و غير معتمدة على قيمة الإشارة الداخلة المتغيرة بشكل ديناميكي كبير. و من بين خيارات متعددة فإن اثنين من قوانين التضخيم مقبولة وفقاً للمعايير المعتمدة من قبل CCITT و هي قانون  $\mu$ - (Law) المستخدم في أمريكا الشمالية و اليابان، و قانون (A-Law) المستخدم في أوروبا و باقي دول العالم و للجسور الدولية. و تعطى قوانين التضخيم بالعلاقات التالية:

$$y = \frac{\text{sgn}(m)}{\ln(1 + \mu)} \ln \left( 1 + \mu \left| \frac{m}{m_p} \right| \right) \quad \left| \frac{m}{m_p} \right| \leq 1$$

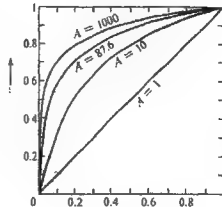
The A-law is

$$y = \begin{cases} \frac{A}{1 + \ln A} \left( \frac{m}{m_p} \right) & \left| \frac{m}{m_p} \right| \leq \frac{1}{A} \\ \frac{\text{sgn}(m)}{1 + \ln A} \left[ 1 + \ln A \left| \frac{m}{m_p} \right| \right] & \frac{1}{A} \leq \left| \frac{m}{m_p} \right| \leq 1 \end{cases}$$

و الخصائص الممثلة لكل من هذان القانونان موضحة في الشكلين التاليين:

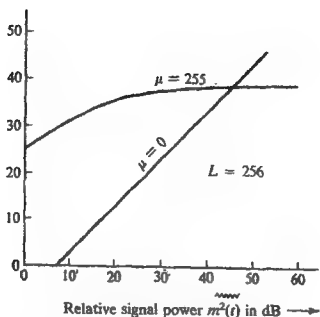


The  $\mu$ -law characteristics.



The A-law characteristics.

و المعامل  $\mu$  أو  $A$  يحدّد درجة التضيق. و للحصول على نسبة SNR في حدود 40 dB لا بد أن نختار  $\mu > 100$ . و القيم القياسية المستخدمة في الأنظمة الأمريكية من هذه المعاملات هي  $\mu = 100$  و  $\mu = 255$ . و نتائج مماثلة نحصل عليها بواسطة القانون  $A$  ذات القيمة  $A = 87.6$ . و الشكل التالي يوضح نسبة SNR للإشارة عند استخدام المعاملين  $\mu = 0$  و  $\mu = 255$ :



و تعتمد قيمة SNR اعتمادا على قيمة معامل التضيق على النحو

التالي:

1. التضيق باستخدام  $\mu$ -Law:

$$SNR = (3 L^2) [\ln(1+\mu)]^2$$

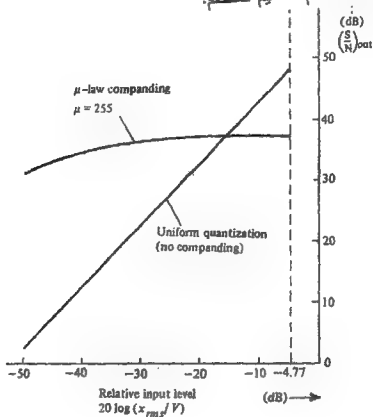
2. التضيق باستخدام A-Law:

$$SNR = (3 L^2) [1 + \ln(A)]^2$$

ان هذه العينات المضغوطة يجب إعادتها إلى هيئتها الأصلية (غير المضغوطة) في المستقبل receiver بواسطة الموسع Expander ذو الخصائص المكملة لخصائص الضاغط Compressor في المرسل. و يطلق على دارتي الضاغط و الموسع سويا اسم compandor.

ان تضيق الإشارة من شأنه أن يزيد عرض النطاق و لكن هذه المشكلة لا تظهر في أنظمة PCM لأننا لا نضغط الإشارة الأصلية و إنما العينات فقط و بالتالي لا نحتاج إلى زيادة عرض النطاق المطلوب. و الشكل التالي يبين

التحسن في نسبة SNR لاشارة PCM عند استخدام التضخيم عن قيمة تلك النسبة عند استخدام التكميم المنتظم:



مثال: قارن بين الحالة  $L=64$  و الحالة  $L=256$  من حيث عرض النطاق BW و SNR على افتراض  $\mu=100$  و تردد الإشارة  $f_m=4$  KHz.

الحل:

بالتطبيق المباشر للقانون السابق نحصل على SNR لكل من الحالتين على النحو التالي:

1. عند  $L=64$

$$\begin{aligned} \text{SNR} &= (3 L^2) / [\text{Ln}(1+\mu)]^2 \\ &= 3 \cdot 64^2 / (\text{Ln}(1+100))^2 \\ &= 12288 / 21.3 = 576.9 \end{aligned}$$

و بالديسيبل:

$$SNR = 10 \log(576.9) = 27.6 \text{ dB}$$

2. عند  $L=256$ :

$$\begin{aligned} SNR &= (3 L^2) / [\ln(1+\mu)]^2 \\ &= 3 \cdot 256^2 / (\ln(1+100))^2 \\ &= 9230.4 \end{aligned}$$

و بالديسيبل:

$$SNR = 10 \log(9230.4) = 39.65 \text{ dB}$$

أما بالنسبة لعرض النطاق فنعلم أن عرض النطاق يعتمد على عدد

للنبضات  $n$ :

1. عند  $L=64$  :

$$\begin{aligned} L &= 2^n \\ n &= 6 \\ BW &= 2nf = 2 \cdot 6 \cdot 4K = 48 \text{ KHz} \end{aligned}$$

2. عند  $L=256$  :

$$\begin{aligned} L &= 2^n \\ N &= 8 \\ BW &= 2nf = 2 \cdot 8 \cdot 4 K = 64 \text{ KHz} \end{aligned}$$

نلاحظ أن عرض النطاق في الحالة الثانية ازداد بنسبة 33% عن

عرض النطاق المطلوب في الحالة السابقة ( $8/6 = 1.33$ ).

#### 4-1 التعديل النبضي Pulse Modulation :

المقصود بالتعديل النبضي تعديل النبضات الناتجة عن أخذ عينات الإشارة القياسية (وفقاً لنظرية التجزئة) و تكميمها و تشفيرها إلى نبضات ثنائية. و قد يكون هذا التعديل قياسي (إذا كانت النبضات قياسية أي أن يكون لها عدد غير

محدد من القيم) أو رقمي ( إذا كانت النبضات ذات اتساع محدد و عرض نبضة ثابت Bit Duration).

و أنواع التعديل النبضي القياسي هي:

### 1. تعديل اتساع النبضة Pulse Amplitude Modulation

(PAM) حيث يتغير اتساع النبضة تبعاً للتغير في القيمة اللحظية للإشارة القياسية مع ثبات عرض و زمن إرسال النبضة.

### 2. تعديل زمن النبضة Pulse Time Modulation (PTM) : حيث

يتغير زمن النبضة ( عرض فترة النبضة أو موقع بداية النبضة) تبعاً للقيمة اللحظية للعينة المأخوذة من إشارة المعلومات مع بقاء الاتساع ثابت، و بالتالي يمكن تقسيم تعديل زمن للنبضة إلى نوعين هما:

### 1-2 تعديل عرض النبضة Pulse Width Modulation (PWM) :حيث

يتغير عرض النبضة تبعاً للقيمة اللحظية للعينة المأخوذة من إشارة المعلومات مع بقاء اتساع النبضة ثابت. و من مميزات هذا النوع من التعديل أننا نحتاج قدرة أكبر Power لنقل نبضة أعرض بدون الاستفادة بتحميل أي معلومة إضافية.

### 2-2 تعديل مكان النبضة Pulse Position Modulation (PPM) : حيث

يتغير مكان النبضة ثابتة العرض و الاتساع تبعاً لتغير القيمة اللحظية للعينة المأخوذة من إشارة المعلومات. و حيث أن عرض النبضة ثابت فلا توجد مشكلة الحاجة إلى القدرة الإضافية كما في PWM.

و بالمقارنة بين PAM و PTM نلاحظ أن العلاقة بينهما هي كالعلاقة  
 يبين للتعديل السعوي AM و للتعديل الزاوي Angle Modulation للإشارة  
 القياسية حيث:

1. تعديل اتساع للنمضة PAM خطي بينما تعديل زمن النبضة

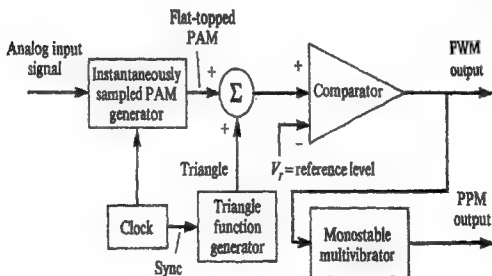
PTM غير خطي.

2. تعديل زمن النبضة PTM لديه ممانعة ضد التشويش

الإضافي بينما تعديل اتساع النبضة لا يملكها.

ان توليد إشارة PTM أسهل من توليد إشارة تعديل نبضي مرمز  
 PCM و لكن الأول ليس له تطبيقات في نقل المعلومات و لكنه يتواجد بشكل  
 دخلي في بعض مكونات أنظمة الاتصالات.

ان توليد إشارة PTM يأتي كخطوة تالية بعد الحصول على إشارة  
 PAM من إشارة المعلومات القياسية كما هو موضح في المخطط الصندوقي  
 التالي:

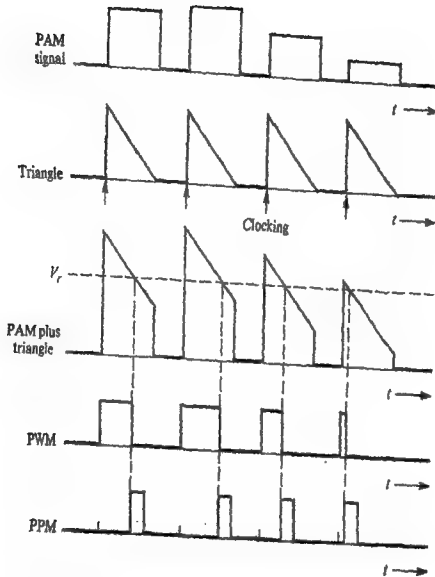




حيث يتم الحصول على إشارة PAM من الإشارة القياسية بواسطة دائرة أخذ العينات Sample and Hold Circuit حيث أن اتساع النبضات الناتجة يتناسب مع القيمة اللحظية لإشارة المعلومات القياسية، ثم يتم إضافة إشارة مثلثة لإشارة PAM و مقارنة الإشارة الناتجة مع إشارة مرجعية  $V_{ref}$  بواسطة دائرة مقارنة العتبة Threshold comparator بحيث تنتج إشارة نبضات يختلف عرضها وفقاً لنتيجة المقارنة. فكلما كان اتساع نبضة PAM أكبر كلما زادت الفترة الزمنية الممثلة للنبضة الخارجة من المقارن و بالتالي نحصل على إشارة PWM.

و باشتقاق هذه الإشارة نحصل على وميض impulses عند حواف نبضات PWM، و بإدخالها على دائرة مولّد نبضات أحادية Mono-stable Multi-vibrator نتولد نبضة ثابتة للعرض و الاتساع عند كل impulse ناتج من الحافة الهابطة لنبضة PWM و بالتالي نحصل على إشارة يتغير مكانها وفقاً للقيمة اللحظية للإشارة للقياسية (PPM).

و يمكن تتبع الإشارات الناتجة بعد كل مرحلة من مراحل الدائرة السابقة كما هو موضح في الشكل التالي:



Technique for generation instantaneously sampled PTM signals.

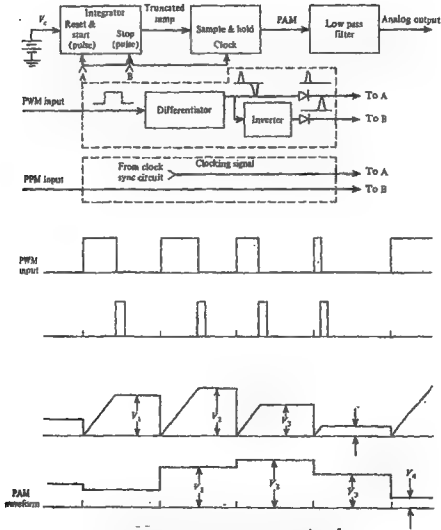
من جهة أخرى يوجد التعديل النبضي الرقمي Digital Pulse Modulation . حيث يتم فيه تشفير كل عينة تأخذ من الإشارة القياسية إلى شفرة (رمز) ثنائية خاصة، و من أنواعه:

1. التعديل النبضي المرمز (PCM) Pulse Code Modulation

## 2. تعديل دلتا Modulation Delta

الكشف عن إشارة PWM و PPM:

يمكن إعادة الحصول على الإشارة للقياسية من إشارة PWM وإشارة PPM في دائرة الاستقبال وفقاً للدائرة الموضحة بالمخطط الصندوقي التالي:



Detection of PWM and PPM signals.

عند التعامل مع PWM نستخدم إشارة PWM كمفتاح تحكم بتشغيل و إيقاف التكمال لدائرة التكمال: يكون التكمال في حالة استعداد للعمل و يبدأ بإجراء التكمال عند انتقال نبضة PWM من المستوى المنخفض الى المستوى العالي و يستمر التكمال حتى الانتقال الى المستوى المنخفض مرة أخرى. و إذا وصل مدخل التكمال للمكامل بفولتية ثابتة فإن المخرج يكون عبارة عن إشارة ramp متقطعة. و بعد هبوط إشارة PWM الى الصفر فإن اتساع إشارة ramp يتناسب مباشرة مع قيمة عينة PAM. و بالتزامن نفسه فإن ساعة التوقيت تشغل أيضا دائرة أخذ و مسك العينات sample and hold circuit التي تأخذ مدخلها من الإشارة الناتجة من التكمال. و في خطوة أخيرة نستطيع الحصول على الإشارة القياسية من إشارة PAM بواسطة مصفى LPF كما هو موضح في الشكل السابق.

بنفس الأسلوب، يمكن الحصول على الإشارة القياسية الأصلية من إشارة PPM بتحويلها أولا إلى إشارة PAM باستخدام ساعة توقيت لتصفير و تشغيل التكمال. حيث يتم استخدام نبضة PPM لإيقاف التكمال. و من إشارة PAM الناتجة من التكمال يمكن الحصول على الإشارة القياسية بتمرير الأولى على مصفى LPF.

#### 1-4-1 التحويل النبضي للرمز Pulse Code Modulation (PCM)

إن مراحل الحصول على PCM تتضمن أولا دائرة تحويل للإشارة القياسية إلى إشارة رقمية ADC من نوع خاص بحيث يتم تكميم العينة للحظية إلى إشارة رقمية ثنائية مكافئة (كما تم ذكره سابقا). إن مميزات أنظمة PCM هي نفس مميزات أنظمة الاتصالات الرقمية DCS التي تم مناقشتها في بداية الوحدة.

ان كان معدل أخذ العينات يساوي  $f_s$  و يتم تحويل كل عينة إلى  $n$  من النبضات فان المعدل النهائي بعد التشفير يساوي  $(nf_s)$ . و بالتالي فان عرض النطاق (Band Width ( $B_T$ ) لخط نقل البيانات Transmission Line يجب ان يحقق للشرط التالي:

$$B_T \geq n f_s / 2$$

هذا الشرط جيد لتحقيق نقل للمعلومات من الناحية النظرية، أما من الناحية العملية فان هناك عوامل تؤثر في عرض النطاق الضروري لنقل المعلومات بحيث أن يعدل الشرط إلى:

$$B_T \geq n f_s / k \quad 1 \leq k \leq 2$$

حيث تعتمد قيمة  $k$  على العاملين التاليين:

1. شفرة الخط Line Code

2. شكل النبضة Pulse Shape : للشفرة ثنائية القطبية Bipolar

Code تكون قيمة  $k=1$ ، أما لباقي الشفرات تكون قيمة  $k=2$ .

مثال 1: جد عرض نطاق القناة الضروري لنقل إشارة معجلة تعديل PCM لإشارة عرض نطاقها 4 KHz و أخذت عيناتها بمعدل 8 K samples/sec و كان عدد مستويات التكميم 256 مستوى و استخدمت الشفرة ثنائية القطبية.

الحل:

بما أن الشفرة المستخدمة هي الشفرة ثنائية القطبية فان قيمة العامل  $k$

يساوي 1.

يجب أيضا أن نحدد قيمة عدد النبضات  $n$  من عدد المستويات المكممة:

$$L = 2^n$$

$$256 = 2^n$$

$$n = 8 \text{ bits}$$

والآن يمكن تطبيق قانون عرض نطاق القناة:

$$B_T \geq n f_s / k$$

$$B_T \geq 8 * 8K/1$$

$$B_T \geq 64 \text{ KHz}$$

#### 2-4-1 تعديل دلتا Delta Modulation

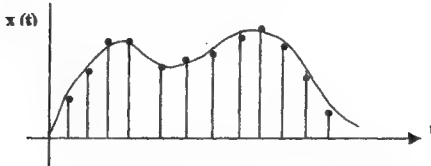
هل من الممكن تخفيض عرض النطاق الضروري لنقل الإشارة

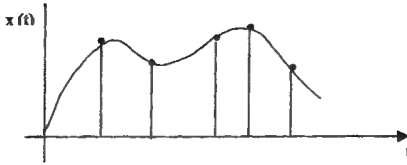
الصوتية الرقمية؟

الجواب يكمن في تعديل الفرق Delta Modulation.

إن تعديل الفرق DM هو تقنية بسيطة، لفرض منها تقليل المدى الديناميكي للعدد المشفر، فلا يتم إرسال كل عينة بشكل مستقل و إنما يتم إرسال "الفرق" بين قيمة العينة الحالية و العينة السابقة.

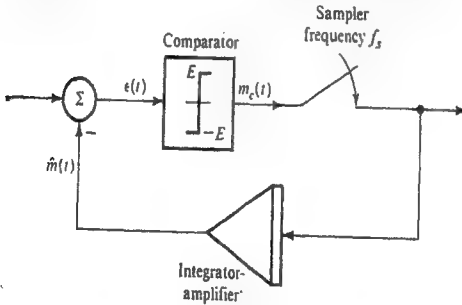
في تعديل DM يتم أخذ العينات بمعدل أكبر 4-8 مرات عنه في تعديل PCM لفرض زيادة التقارب و التشابه Correlation بين العينات، لتوضيح العلاقة بين زيادة معدل أخذ العينات و التقارب بين قيمة العينات نلاحظ قيمة العينات المأخوذة للإشارة التالية بترددتين مختلفين حيث أن قيمة العينات المتجاورة باستخدام معدل أكبر تكون متقاربة أكثر من العينات المتجاورة باستخدام معدل أقل:





و نتيجة زيادة معدل أخذ العينات Sampling Rate فان المدى الديناميكي للتشفير سوف يقل كما أن تشويش التكميم سوف يقل. فإذا تم تقليل معدل إرسال البيانات الخارجة من المشفر فإننا نحقق بذلك تطوير مهم.

و الشكل التالي يوضح المخطط الصندوقي لمرسلة تستخدم التعديل DM



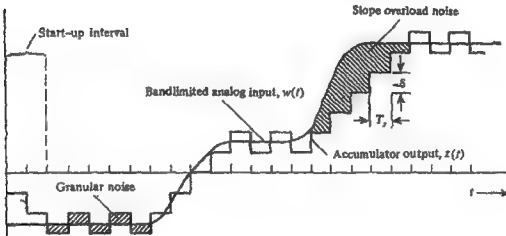
ففي تعديل DM يتم استخدام نبضة واحدة Bit (التي تحتل القيمتين

0 أو 1) لتشفير الفرق بين العينة الحالية و العينة السابقة على النحو التالي:

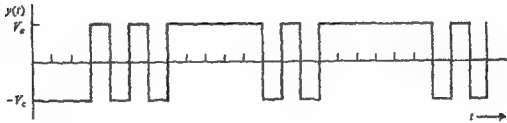
1. إذا كان الفرق بين العينتين موجب (+ve) يتم استخدام النبضة (1).

2. إذا كان الفرق بين العينتين سالبا (-ve) يتم استخدام النبضة (0).

و بالتالي فان الإشارة الداخلة تمثل بالتقريب بمسلم من الدرجات بخطوة تساوي  $\Delta$  ، و بالتالي خلال فترة العينة حالة المسلم تتغير بين  $(\pm\Delta)$  . فيما يلي مثال عن إشارة قياسية و موجة الإشارة المعجلة تعديل DM :



(a) Analog Input and Accumulator Output Waveforms

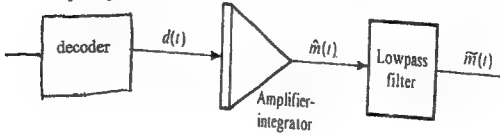


(b) DM system waveforms.

بناء على إشارة الفرق  $e(t)$  يقوم المقارن بإنتاج إحدى القيمتين  $\pm\Delta$  ثم يقوم المشفر بتشفير كل من القيمتين بالرمز الثنائي المكافئة لها (0 أو 1).

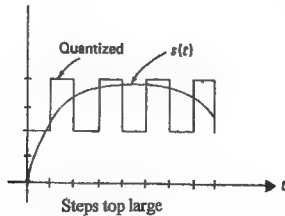


أما مستقبل DM فهي موضحة في المخطط الصندوقي التالي:

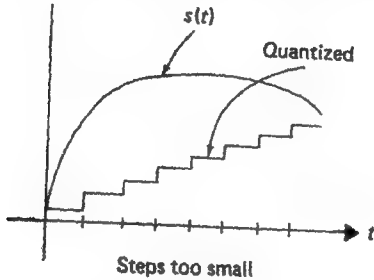


حيث يقوم فالك المتفرقة Decoder بتحويل النبضة 1 إلى  $\Delta$  و 0 إلى  $-\Delta$ . ثم يقوم المكامل Integration بتجميع المساحات (استرجاع شكل السلم)، و للخطوة النهائية هي تنعيم الإشارة الناتجة بواسطة مصفى تنعيم Smoothing Filter للحصول على إشارة المعلومات ذات التردد الأعلى  $f_m$ .

يظهر نوع من التشويش في تعديل الفرق DM هو تشويش العتبة Threshold Noise والذي يحدث عندما تكون التغيرات في الإشارة صغيرة جدا (أصغر من حجم الخطوة  $\Delta$ ). لحل هذه المشكلة أو بمعنى أدق للتقليل من هذا التشويش يجب أن نحافظ على قيمة  $\Delta$  أصغر من هذه التغيرات كما هو موضح في الشكل التالي:



من جهة أخرى إذا كان حجم الخطوة صغير جداً ففي الفترات التي يزداد (أو ينخفض) انحناء الإشارة القياسية بشدة (ميل slope شديد للإشارة) فإن درجات السلم لن تستطيع تمثيل الإشارة القياسية بشكل دقيق و هذه المشكلة يعبر عنها بـ Slope Over Load، و الشكل التالي يوضح هذه المشكلة:



و لإيجاد شرط عدم حدوث slope over load يجب أن تكون نسبة قيمة الخطوة إلى زمن الخطوة أكبر من ميل الإشارة القياسية، أي:

$$\Delta/T_s > \text{Max}[d(s(t))/dt]$$

حيث:

$s(t)$ : الإشارة القياسية.

$T_s$ : فترة النبضة و التي تساوي مقلوب معدل أخذ العينات  $(1/f_s)$ .

$\Delta$ : حجم الخطوة.

و للإشارة الجيبية ذات التردد الواحد تبسط العلاقة السابقة على النحو

التالي:

$$A_{\text{max}} < \Delta/\omega T_s$$

حيث:

$A_{max}$  : أكبر اتساع للإشارة القياسية الجيبية.

$\omega$ : تساوي  $2\pi f_m$  ، حيث  $f_m$  أكبر تردد في الإشارة القياسية.

و في تعديل الفرق DM يمكن إيجاد نسبة قدرة إشارة للمعلومات إلى

قدرة التشويش SNR لإشارة معلومات جيبية بالعلاقة التالية:

$$SNR = (3/(8\pi^2)) (f_g/f_m)^3$$

حيث:

$f_g$  : معدل أخذ العينات.

$f_m$  : أكبر تردد في الإشارة للقياسية.

مثال 1: ما قيمة الخطوة اللازمة لتجنب slope over load لتعديل

الإشارة الجيبية التالية:

$$S(t) = 1 \sin(2000t)$$

إذا كان معدل أخذ العينات يساوي 8KHz.

الحل:

أولا نجد الفترة الزمنية للخطوة:

$$T_g = 1/f_g = 1/8K = 125 \mu \text{ sec}$$

حيث أن جميع المعطيات الآن متوفرة يمكن التعويض المباشر في

العلاقة السابقة:

$$A_{max} < \Delta/\omega T_g$$

$$\Delta > A_{max} \omega T_g$$

$$\Delta > 1 * 2000 * 125 * 10^{-6}$$

$$\Delta > 0.25 \text{ volt}$$

مثال 2: جد نسبة SNR لإشارة عكست تعديل DM إذا كان تردد الإشارة

القياسية يساوي 1500 Hz و معدل أخذ العينات يساوي 10 KHz.

للحل:

بالتعويض المباشر في قانون SNR نحصل على:

$$\begin{aligned} \text{SNR} &= (3/(8\pi^2)) (f_s/f_m)^3 \\ &= (3/(8\pi^2)) (10/1.5)^3 \\ &= 11.26 \end{aligned}$$

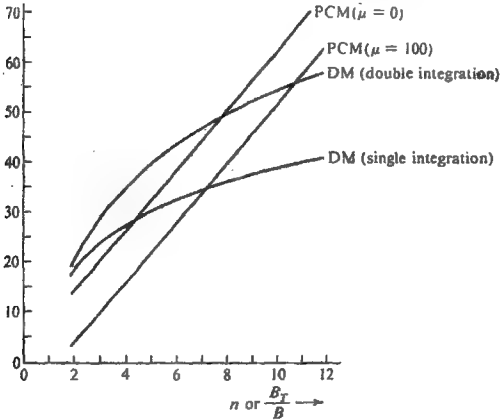
### مقارنة بين PCM و DM

يمكن المقارنة بين نوعي التعديل PCM و DM في ثلاث نقاط:

1. نسبة SNR

للتشكل التالي يبين نسبة SNR لإشارات PCM وإشارة DM عند

قيم مختلفة من عدد النبضات  $n$ :



Comparison of DM and PCM.

فلاحظ أن إشارة PCM ذات نسبة SNR أعلى من DM عندما تكون  $n > 10$ .

## 2. تأثير أخطاء النقل Transmission Error

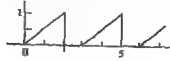
لأن DM ذات ممانعة immune أعلى من PCM لهذا النوع من الأخطاء، وذلك لأن في PCM وزن الخانة الرقمية مؤثر. ففي رقم مكون من 8 خانوات رقمية يكون تأثير الخطأ في الخانة ذات القيمة الأكبر MSB أكبر من تأثير الخطأ في الخانة ذات القيمة الأصغر LSB بمقدار 128 مرة. أما في DM كل الخانات الرقمية ذات وزن متساوي و ذات نفس الأهمية.

## 3. عرض النطاق Band Width (BW)

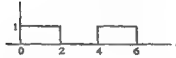
لإرسال إشارة صوتية بنفس الجودة في DM و PCM يجب أن يتم أخذ العينات في DM بتردد يساوي  $f_s = 100 \text{ KHz}$  أما في PCM فيساوي التردد  $f_s = 64 \text{ KHz}$ ، وبالتالي فإن DM تحتاج إلى عرض نطاق أكبر من PCM.

## أسئلة الوحدة الأولى

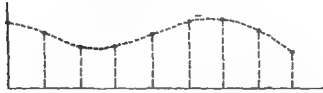
- س(1) ما الفرق بين الإشارة القياسية و الإشارة للرقمية؟  
 س(2) ما الفرق بين الإشارة للرقمية و الإشارة المنفصلة؟  
 س(3) حدّد نوع كل من الإشارات التالية (قياسية ، منفصلة ، رقمية):



1.

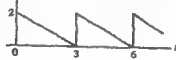


2.

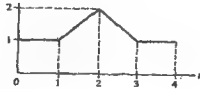


3.

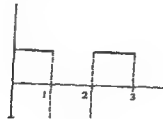
- س(4) ما الفرق بين الإشارة الدورية و الإشارة غير الدورية ؟  
 س(5) حدّد نوع الإشارات التالية (دورية أو غير دورية) و جد الزمن الدوري و التردد للدورية منها:



1.



2.



3.

س6) ما المقصود بدائرة ADC ؟

س7) على ماذا تنص نظرية التجزئة Sampling Theory ؟

س8) ما المقصود بتردد نايكويست Nyquist frequency ؟

س9) ما المقصود بـ Aliasing Error ؟

س10) كيف تقوم دائرة Sample and Hold Circuit بأخذ العينات ؟

س11) كيف يمكن إعادة استرداد الإشارة الأصلية من العينات المأخوذة وفقاً

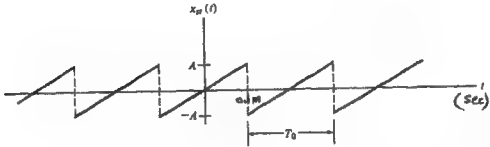
لنظرية التجزئة؟

س12) ما قيمة تردد نايكويست للإشارة التالية :

$$S(t) = 10 \sin(8000t)$$

س13) جد الزمن الدوري للإشارة التالية و جد أكبر فترة زمنية يمكن أن تؤخذ

عندها العينات منها:



س14) أخذت عينات من الإشارة التالية بثلاث ترددات مختلفة:

$$x(t) = 2 \sin(1000\pi t)$$

أي الترددات الثلاث يحقق نظرية التجزئة و أيها سيسبب Aliasing

Error و أيها يساوي قيمة تردد نايكويست Nyquist Rate:

1.  $f_s = 1000 \text{ Hz}$

2.  $f_s = 800 \text{ Hz}$

3.  $f_s = 3000 \text{ Hz}$

س15) أخذت عينات من الإشارة التالية بثلاث ترددات مختلفة:

$$x(t) = 4 \cos(1000t)$$

أي الترددات الثلاث يحقق نظرية التجزئة و أيها سيسبب Aliasing Error و أيها يساوي قيمة تردد نايكويست Nyquist Rate:

1.  $f_s = 100 \text{ Hz}$

2.  $f_s = 318.3 \text{ Hz}$

3.  $f_s = 400 \text{ Hz}$

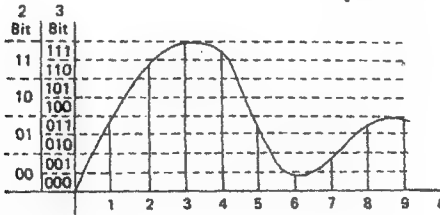
س16) ما المقصود بالتكميم Quantization ؟

س17) ما المقصود بالتكميم المنتظم Uniform Quantization ؟

س18) ما المقصود بعرض فترة التكميم ؟

س19) ما المقصود بالترميز Encoding ؟

س20) تم أخذ عينات من الإشارة التالية وفقا لنظرية التجزئة ثم أدخلت العينات إلى دائرة التكميم و الترميز ذات الثمانية مستويات كما هو موضح في الشكل التالي:



فإذا كان المكمم المستخدم من نوع mid raze quantizer و قيمة

فولتية الإشارة تتراوح بين 0 و 12 فولت:



1. جد قيمة الفولتية لكل من العينات الخمسة في الشكل السابق و قيمة التكميم و رقم مستوى التكميم و التشفير الثنائي المكافئ لكل منها.

2. احسب تشويش التكميم لكل عينة و أكبر قيمة تشويش للتكميم e.

3. احسب قيمة Mean Square Error (E) لتشويش التكميم.

4. احسب قيمة عرض النطاق المطلوب لإرسال الإشارة المرمزة إذا كان عرض نطاق الإشارة المعطاة 50 KHz.

س21) أعد الإجابة على السؤال السابق إذا كان المكم المستخدم من نوع Mid Tread Quantizer .

س22) أخذت العينات التالية وفقا لنظرية التجزئة [2.4, -1.6, 0.1, 1.7, 2.8, -1.1, من الإشارة التالية:

$$S(t) = 3\cos(3000t)$$

و كان المكم المستخدم من نوع Mid raze Quantizer ، فإذا كان

عدد المستويات المكممة 8 مستويات:

1. جد قيمة الفولتية لكل من العينات الخمسة في الشكل السابق و قيمة

التكميم و رقم مستوى التكميم و التشفير الثنائي المكافئ لكل منها.

2. احسب تشويش التكميم لكل عينة و أكبر قيمة تشويش للتكميم e.

3. احسب قيمة Mean Square Error (E) لتشويش التكميم.

4. احسب قيمة عرض النطاق المطلوب لإرسال الإشارة المرمزة إذا

كان عرض نطاق الإشارة المعطاة 50 KHz.

5. احسب نسبة SNR.

س23) أعد حساب E و BW و نسبة SNR في السؤال السابق إذا مثلت كل عينة بواسطة 4 خانات رقمية عوضا عن 3 خانات.

س24) إذا أردنا المحافظة على نسبة SNR أكبر من 50 dB عند إرسال إشارة

جيبية يتراوح اتساعها بين [6 , -6] فولت فما هو:

1. أقل عدد من الخانات الثنائية يجب استخدامه لتشفير كل عينة من

هذه الإشارة؟

2. عدد المستويات الكممة؟

3. عرض الفترة لكمية بين المستويين الكممين؟

س25) إذا أردنا المحافظة على نسبة SNR أكبر من 50 dB عند إرسال إشارة

غير جيبية يتراوح اتساعها بين [6 , -3] فولت ذات قدرة  $P_s = 28$

watt ، فما هو أقل عدد من الخانات الثنائية يجب استخدامه لتشفير كل

عينة من هذه الإشارة؟

س26) ما الفرق بين التكميم المنتظم uniform quantization و التكميم غير

المنتظم Non-uniform quantization ؟

س27) أي الإشارتين التي نتوقع لها قدرة ثابتة و أيها التي نتوقع لها قدرة

متغيرة و على ماذا يعتمد هذا التقدير:

1. قدرة الإشارة للصوتية.

2. قدرة تشويش التكميم Quantization noise.

س28) كيف يمكن الحصول على إشارة مضغوطة (ذات قفزات تكميم صغيرة

عند قيم الفولتية الصغيرة)؟

س29) أين يستخدم للقانون A-Law و أين يستخدم القانون  $\mu$ -Law ؟

س30) قارن من حيث عرض النطاق BW و SNR بين نظامين أحدهما

يستخدم عدد من مستويات التكميم يساوي  $L=128$  ، و الآخر يستخدم

عدد من المستويات يساوي  $L=256$  . على افتراض  $\mu=255$  و تردد

الإشارة  $f_m=4$  KHz.

- س31) ما الفرق بين التعديل النبضي للقياسي و التعديل النبضي الرقمي؟  
س32) قارن بين تعديل اتساع النبضة PAM و تعديل زمن النبضة PTM.  
س33) وضح بمخطط صندوقي مراحل الحصول على :

1. PAM.

2. PWM.

3. PPM.

- س34) ما مراحل الحصول على إشارة PCM ؟  
س35) كيف يمكن استرجاع إشارة المعلومات القياسية من إشارة PPM  
س36) كيف يمكن استرجاع إشارة للمعلومات القياسية من إشارة PWM ؟  
س37) على ماذا تعتمد قيمة المعامل  $k$  المحدد لقيمة عرض نطاق الإرسال؟  
س38) جد عرض نطاق القناة الضروري لنقل إشارة معكلة تعديل PCM  
لإشارة عرض نطاقها 6 KHz و أخذت عيناتها بمعدل 12 K  
samples/sec و كان عدد مستويات التكميم 128 مستوى و استخدمت  
الشفرة ثنائية القطبية.

- س39) ما الغرض من تعديل الفرق DM؟  
س40) ما الفرق بين معدل أخذ العينات في PCM عنه في DM؟  
س41) وضح المخطط الصندوقي لمرسلة تستخدم التعديل DM.  
س42) وضح المخطط الصندوقي لمستقبلة تستخدم التعديل DM.  
س43) ما المقصود بتشويش العتبة Threshold Noise و في أي نوع من  
التعديل يظهر هذا التشويش؟

- س44) كيف يمكن التقليل من تأثير تشويش العتبة Threshold  
Noise؟

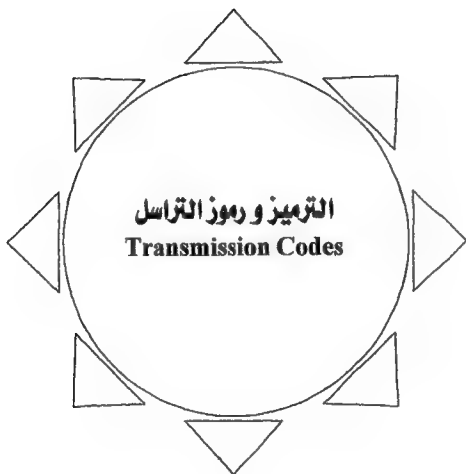
س45) ما المقصود بمشكلة slope over load؟ ما الشرط الواجب توفره لتجنب حدوث هذه المشكلة؟

س46) ما حجم الخطوة اللازم لتجنب slope over load لتعديل الإشارة الجيبية التالية:

$$S(t) = 3 \sin(400t)$$

إذا كان معدل أخذ العينات يساوي 16 KHz .

## الوحدة الثانية





## مقدمة

قبل إرسال إشارة PCM لابد من تحويلها إلى موجة كهربائية electrical waveform ، حيث يتم تمثيل حالتي النظام الثنائي (0 و 1) في سلسلة متتالية من النبضات bits ذات شفرة code أو صيغة خاصة format. و لابد أن تتمتع هذه للصيغ ببعض الخصائص، منها:

1. التزامن الذاتي Self Synchronization : للشفرة يجب أن تعطي المستقبل Receiver معلومة ليستخلص ساعة التوقيت Clock ليحدد لحظة بداية التراسل.
2. احتمالية قليلة لخطأ نبضة low Probability of Bit Error: ضمن عرض النطاق و القدرة المحددان للنظام يجب أن تحقق الشفرة المستخدمة أقل احتمالية خطأ للنبضة  $P_e$ ، حيث يجب أن يكون معدل خطأ الجزء Bit Error Rate (BER)  $10^{-4}$ .
3. إمكانية كشف الخطأ Error Detection و تصحيحه Error Correction لتحقيق معدل خطأ الجزء المرجو (حيث أن معدل خطأ الجزء للقنوات الصوتية  $10^{-7}$  أي يجب تحسينه 1000 مرة للوصول إلى  $10^{-4}$ ).
4. الشفافية Transparency: البيانات المرسله يجب أن يتم استقبالها بواسطة المستقبل بشكل صحيح، أي أن السلسلة البيانات يجب أن تعرف في المستقبل بنفس التمثيل الذي تم في المرسل.
5. عرض نطاق الإرسال BW يجب أن يكون أصغر ما يمكن.
6. توزيع الطيف الترددي للقدرة Power Spectral Density (PSD) للشفرة المستخدمة يجب أن لا يحتوي أن مكونة DC.

و يوجد أنواع عدة من الشفرات أو الرموز المستخدمة في تمثيل البيانات الرقمية المرسلة و لكل منها خصائص و مميزات و سيئات سنتعرف على كل منها بالتفصيل خلال هذه الوحدة.

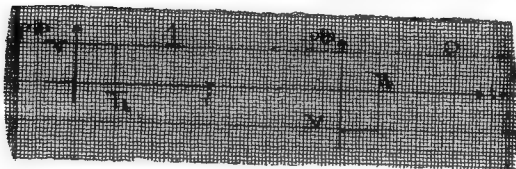
## 1-2 الترميز بشفرة ثنائية القطبية Polar Signaling

في هذه الشفرة يتم تمثيل الحالة الرقمية 1 بنبضة موجبة الشحنة و تمثيل الحالة الرقمية 0 بنبضة سالبة الشحنة ذات نفس القيمة:

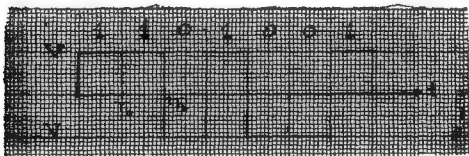
$$1 \text{ يمثل } \rightarrow p(t)$$

$$0 \text{ يمثل } \rightarrow -p(t)$$

و الشكل التالي يبين شكل النبضة الممثلة للحالتين 0 و 1:



مثال على هذا الترميز للتصنيف التالي لسلسلة من البيانات الرقمية بالشفرة ثنائية القطبية:





حيث:

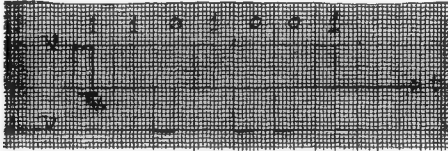
$T_b$  : الفترة الزمنية للنبضة الكاملة بحيث يكون معدل التراسل أو معدل النبضة

الساعية (R) Transmission Rate :

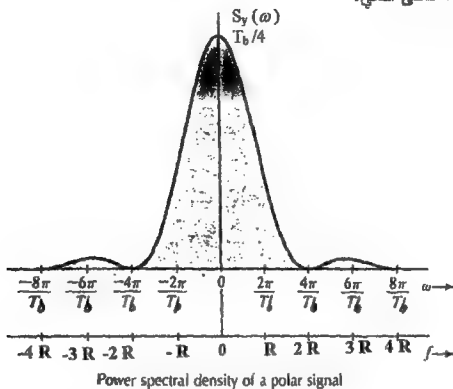
$$R = 1/T_b$$

في هذا المثال نلاحظ أن النبضة احتلت الفترة الزمنية المخصصة لها بالكامل لذلك يدعى هذا التمثيل " عدم العودة إلى الصفر Not Return to Zero (NRZ)". أما إذا تم إرسال النبضة خلال نصف الفترة الزمنية فقط المخصصة للإرسال بحيث تعود النبضة للصفر مرة أخرى فيسمى هذا النوع " العائد إلى الصفر Return to Zero (RZ)". حيث يتم في النوع الثاني إرسال البيانات كاملة و لكن يوفر في القدرة Power المطلوبة للإرسال لقيمة تصل إلى النصف.

و عند إعادة تمثيل البيانات الثنائية المعطاة في المثال السابق بشفرة ثنائية القطبية عائدة إلى الصفر RZ نحصل على سلسلة للنبضات بالشكل التالي:



ان توزيع الطيف الترددي للفترة PSD الرمز ثنائي القطبية RZ يأخذ شكل المنحنى التالي:



من هذا المنحنى يمكن أن نميز الخصائص الرئيسية لهذا النوع من الترميز (مزاي و سبيلات). فمن سبيلات Disadvantages هذا للترميز:

1. يحتاج إلى عرض نطاق BW كبير، أكبر 4 مرات من عرض نطاق نايكويست النظري  $(R/2)$ :

$$BW_{RZ} = 2R$$

2. يوجد مقدار كبير من المركبة DC للفترة و التي تسبب مشكلة في AC coupling.

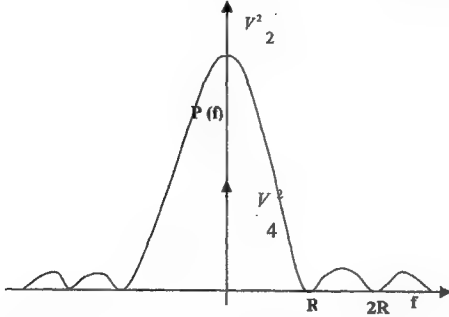
3. لا يوجد إمكانية لكشف الخطأ Error Detection أو تصحيحه Error Correction في هذا النوع من الترميز، حيث تمثل كل نبضة نفسها دون أي علاقة بالنبضة السابقة لها.

أما من مميزات Advantages هذا النوع من الترميز:

1. إنها من أكثر أنواع الترميز فعالية من حيث القدرة Power، كما منثبت في وقت لاحق أن نسبة خطأ النبضة لهذا النوع من الترميز هي الأصغر  $P_{e(min)}$ .
2. إنها واضحة و مرئية دائماً لأن كل من 0 و 1 ممثل بنبضة ذات فولتية معينة فالمستقبل Receiver دائماً يلاحظ إشارة فإذا كان المخرج يساوي صفر فهذا يعني عدم إرسال بيانات، و بالتالي فإن إرسال سلسلة متتالية طويلة من الأصفر لن يسبب أي مشكلة.
3. لا توجد مكونات منفصلة discrete components في الطيف الترددي لكن من الممكن إظهار مكونة منفصلة عند التردد R عند تمرير هذا الطيف على مقوم نصف موجة Half Wave Rectifier ، و بالتالي يمكن استخلاص هذه المكونة في المستقبل باستخدام مصفى تمرير حزمة ترددية Band Pass Filter (BPF) و تستخدم لغرض التزامن الذاتي Self Synchronization .

أما توزيع الطيف الترددي للقدرة PSD لرمز NRZ فيأخذ شكل

المنحنى التالي:



و النسي نلاحظ من خلالها تركز معظم طاقة الإشارة (90% منها) في حزمة نايكويست الترددية ( $0 \rightarrow R/2$ ) و بالتالي يمكن إهمال باقي الترددات و اعتبار تلك الحزمة ممثلة لعرض النطاق المطلوب للإشارة. كما يلاحظ مكونة مباشرة DC للطاقة و قيمتها تعتمد على فولتية النبضة ( $V$ ) المستخدمة لتمثيل الحالات الرقمية ( $V/4$ ) و التي تحول دون إمكانية استخدام المعيدات عبر الكوابل لحاجتها لكل من محولات عند المدخل و للمهترات المتزامنة.

مثال 1: إذا كانت الفترة الزمنية اللازمة لإرسال نبضة كاملة تساوي 100

$\mu\text{sec}$  فما هو معدل النبضة للماعة  $R$ ؟

الحل:

$$R = \frac{1}{T_b} = \frac{1}{100\mu} = 10\text{ kbit/sec}$$

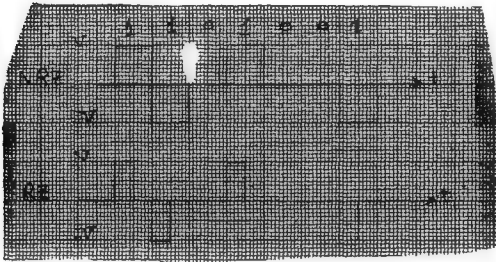
مثال 2: احسب عرض النطاق BW المطلوب للإرسال في المثال السابق إذا استخدم النظام التشفير ثنائي القطبية RZ.

الحل:

علمنا أن من مساوي الترميز ثنائي القطبية Polar أن عرض النطاق يساوي 4 أضعاف عرض النطاق النظري، وبالتالي:

$$BW = 2R = 2 * 10K = 20\text{ KHz}$$

مثال 3: مثل البيانات الثنائية التالية بترميز ثنائي القطبية NRZ مرة و RZ مرة أخرى:



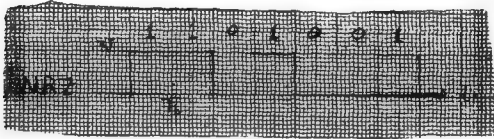
## 2-2 الترميز أحادي القطبية (ON - OFF Signaling)

في هذه الشفرة يتم تمثيل الحالة الرقمية 1 بنبضة موجبة الشحنة و تمثيل الحالة الرقمية 0 بلا نبضة:

1 يمثل بـ  $p(t)$

0 يمثل بلا شيء

و لذلك يدعى هذا الترميز بأحادي القطبية حيث لا تظهر للصفر نبضة  
بقطبية سالبة كما في الترميز السابق (ثنائي القطبية). كما تدعى أيضا بشفرة  
الفتح و الإغلاق ON-OFF Code . مثال على هذا الترميز التمثيل التالي  
لسلسلة البيانات الرقمية التالية:



حيث:

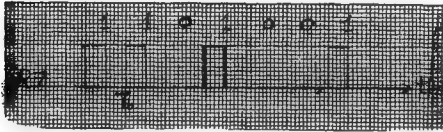
$T_b$  : الفترة الزمنية للنبضة الكاملة (سواء الحالة 0 أو الحالة 1 و تساوي 488

nsec) بحيث يكون معدل الترامل (Transmission Rate (R

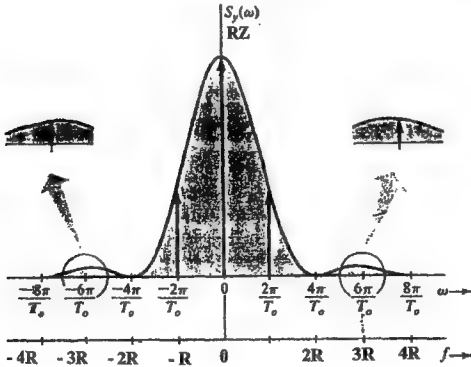
$$R = \frac{1}{T_b} = \frac{1}{488n} \approx 2.04 \text{MHz}$$

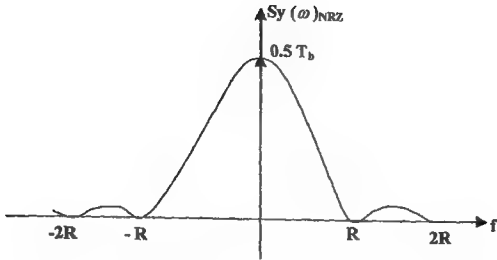
مرة أخرى، نلاحظ أن النبضة احتلت الفترة الزمنية المخصصة لها بالكامل  
(عدم العودة إلى الصفر (Not Return to Zero (NRZ). أما إذا تم إرسال  
النبضة خلال نصف الفترة الزمنية فقط للمخصصة للإرسال بحيث تعود النبضة  
لصفر مرة أخرى فيدعى الترميز في هذه الحالة بالعاود إلى الصفر Return to  
Zero (RZ). حيث يتم في النوع لثنائي إرسال البيانات كاملة و لكن يوفر في  
الفترة Power المطلوبة للإرسال إلى النصف (في حال تمت عودة النبضة إلى  
الصفر خلال 50% من الفترة الزمنية الأصلية المخصصة لإرسالها). و لكن

يأتي ذلك على حساب عرض النطاق المطلوب و الذي يزيد في هذه الحالة إلى الضعف عما هو مطلوب للرمز غير العائد للصفر NRZ.  
و عند إعادة تمثيل البيانات الثنائية المعطاة في المثال السابق بشفرة أحادية القطبية عائدة إلى الصفر RZ نحصل على سلسلة النبضات بالشكل التالي:



إن توزيع الطيف الترددي للفترة PSD للرمز أحادي القطبية RZ و NRZ تأخذ شكل المنحنيان التاليان:





من هذا المنحنى يمكن أن نميز الخصائص الرئيسية لهذا النوع من الترميز (مزايا و سبائات). فبالنسبة لمساوائه Disadvantages فهي:

1. أنها أقل ممانعة للضجيج Noise و التداخل Interference من الترميز بالشفرة ثنائية القطبية و ذلك لأن الحد الفاصل بين المستويين للممّاين لكل من 0 و 1 أقل النصف عنه في الترميز ثنائي القطبية، فلو فرضنا أن اتساع النبضة المستخدمة للترميز للشفرة أحادية القطبية هي  $V_m$  فهذا يعني أن الحد الفاصل بين مستوى النبضتين (0 و 1) يعاوي:

$$V_m - 0 = V_m$$

أما الحد الفاصل بين النبضتين (0 و 1) في الشفرة ثنائية القطبية (حيث للاتساع قيمتين  $(V_m \pm)$ ):

$$V_m - (-V_m) = 2V_m$$

و هذه القيمة تمثل ضعف القيمة الناتجة عن الشفرة أحادية القطبية، و بالتالي فإن أي تغير يطرأ على النبضة أثناء الإرسال و يغير اتساعها قد يسبب فهم خاطئ لدى المستقبل عن ماهية هذه النبضة (فقد تتعرض النبضة 1 للتوهين و يقل اتساعها فلا يستطيع المستقبل تمييز أن كانت 0 أو 1)، و لكن كلما زاد



الفصل بين المستويين كلما قلت احتمالية عدم التمييز الصحيح للنبضة حتى لو كان الضجيج عالي (نسبيا).

2. ان الرمز أحادي القطبية ON-OFF Signaling يحتاج ضعف قيمة القدرة Power التي يحتاجها نظيره من الرمز ثنائي القطبية لغرض الإرسال.

3. ان الرمز أحادي القطبية ON-OFF Signaling غير مرئي عند إرسال سلسلة متتالية من البيانات الصفرية و التي قد تفهم خطأ من قبل المستقبل على أنها حالة عدم إرسال كما قد تسبب فقدان التزامن miss-synchronization.

4. يحتاج الرمز RZ إلى عرض نطاق BW كبير، أكبر 4 مرات من عرض نطاق نايكويست النظري  $(R/2)$ :

$$BW_{RZ} = 2R$$

أما الرمز NRZ فهو بالتأكد يحتاج فقط نصف هذا النطاق  $(R)$ .

5. يوجد مقدار كبير من المركبة DC للقدرة و التي تسبب مشكلة في AC coupling.

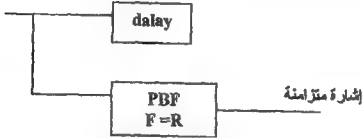
6. لا يوجد إمكانية لكشف الخطأ Error Detection أو تصحيحه Error Correction في هذا النوع من الترميز، حيث تمثل كل نبضة نفسها دون أي علاقة بالنبضة السابقة لها.

نلاحظ أن المساوي الثلاث الأخيرة هي أيضا نفس مساوي الترميز ثنائي القطبية.

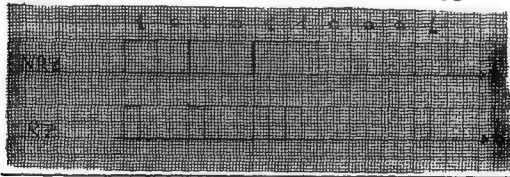
أما بالنسبة لمميزات Advantages الترميز أحادي القطبية فهي:

1. ان الرمز ON-OFF يشير الانتباه من حيث الأجهزة و الأدوات الضرورية لإنتاج النبضات (لا نحتاج إلى دوائر معقدة للتصميم لهذا الغرض).

2. وجود مكونات منفصلة discrete components في الطيف الترددي عند التردد R و التي تستخدم لغرض التزامن الذاتي self Synchronization من قبل المستقبل بعد تمرير الإشارة على مصفى تمرير حزمة ترددية BPF كما في الشكل التالي:



مثال: مثل البيانات الثنائية التالية بترميز أحادي القطبية NRZ مرة و RZ مرة أخرى:



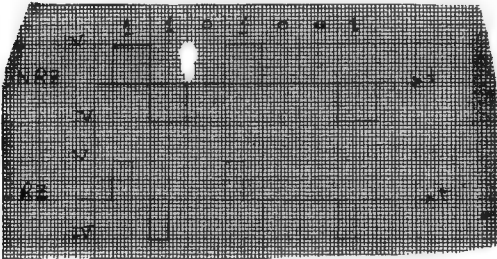
### الرمز شبه الثلاثي Bipolar

و يدعى أيضا Pseudo ternary أو رمز عكس الإشارات المتتالية (Alternate Mark Inversion) (AMI) أو الرمز ذو القطبين من الدرجة الأولى. و هذا الرمز هو المستخدم في نظام PCM T1 Carrier الذي ذكرناه سابقا، و في هذا النوع من الترميز يمثل 0 بلا نبضة بينما يمثل 1 بنبضة موجبة للقطبية و سالبة للقطبية على التناوب (حيث تخالف قطبية نبضة 1 قطبية النبضة 1 التي سبقتها بينما يبقى تمثيل 0 بلا نبضة):

0 تمثل بلا شيء

1 يمثل بـ  $p(t)$  و  $-p(t)$  على التناوب

و المثال التالي يبين تمثيل البيانات الرقمية بالشفرة شبه الثلاثية مرة بنبضات عائدة إلى الصفر (RZ) و مرة بنبضات غير عائدة إلى الصفر (NRZ):

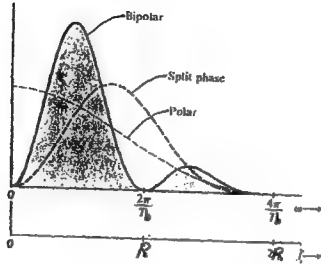


فملاحظ أن هذه الشفرة تستخدم ثلاث رموز symbols مختلفة لتمثيل البيانات

الرقمية (0 و 1)، هذه الرموز هي  $(p(t), -p(t), \text{no pulse})$

و الشكل التالي يوضح الطيف الترددي للقدرة PSD لهذا الرمز في

حالة العودة إلى الصفر (RZN):

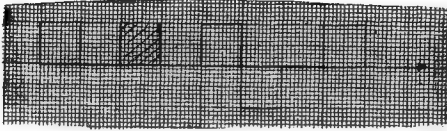


كالنوعين السابقين فإن لهذا الرمز مميزات و سيئات، و من مميزات الرمز  
:Bipolar

1. لا يحتاج لعرض نطاق BW مبالغ فيه و إنما فقط ضعف عرض النطاق النظري ( $R/2$ ) ، فكما هو واضح في الطيف الترددي للفترة أن عرض النطاق المطلوب يساوي:

$$BW = R$$

2. إمكانية الكشف عن حدوث خطأ في نبضة واحدة فقط Single Error Detection، حيث أن الصفر لا يمثل نبضة و كل 1 يمثل بنبضة ذات قطبية مخالفة لقطبية النبضة السابقة لها و التالية لها أيضا. فإذا استقبل المستقبل نبضات بحيث لوحظ فيها تكرار قطبية نبضتين متتاليتين فهذا يكشف وجود خطأ. مثال على ذلك لو أن البيانات التي تم استقبالها في المستقبل كانت على النحو التالي:



فلاحظ أن النبضة الثالثة لها نفس قطبية النبضة السابقة و التالية لها و بالتالي فإن البيانات التي استقبلت تحتوي على خطأ و لا بد للمستقبل من طلب إعادة إرسال البيانات من قبل المرسل مرة أخرى.

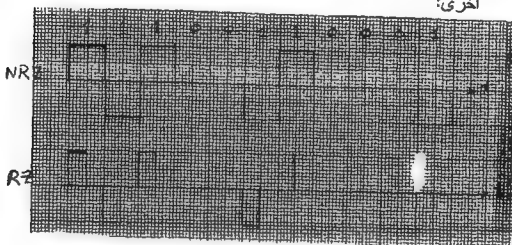
3. كما في الرمز أحادي القطبية Unipolar يوجد مكونات منفصلة discrete components في الطيف الترددي عند التردد  $R$  و التي تستخدم لغرض التزامن الذاتي self Synchronization من قبل المستقبل بعد تمرير الإشارة على مصفى تمرير حزمة ترددية BPF.
4. الطيف الترددي للقدرة PSD لا يحتوي على أي مكونات DC (قيمة الطيف الترددي عند  $f=0$  تساوي صفر).

أما سبب Disadvantages الرمز شبه الثلاثي Bipolar فهي:

1. إنها تستلزم قدرة أكبر مرتين (3dB) عن القدرة الضرورية باستخدام رمز polar.
2. يجب أن يتم ترانق و نقارن ثلاث رموز عوضا عن رمزين فقط ( $p(t)$ ,  $-p(t)$ , no pulse) و إعادة كل منها إلى أصله (0 أو 1)، مما يتطلب دوائر إرسال و استقبال أكثر تعقيدا.

3. إنها غير مرئية transparent فعند إرسال سلسلة متتالية طويلة من النبضات الصفرية لن يتم تمييز أي إشارة عند المستقبل و قد يفهم هذا خطأ على أنه لا إرسال.

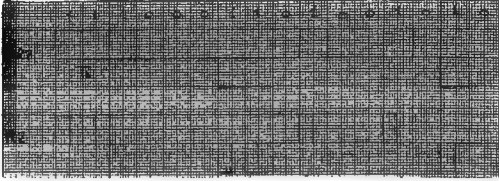
مثال: مثل البيانات الثنائية التالية بترميز NRZ Bipolar مرة و RZ مرة أخرى:



### 3-2 الرمز الثنائي المزدوج Signaling Duo-Binary

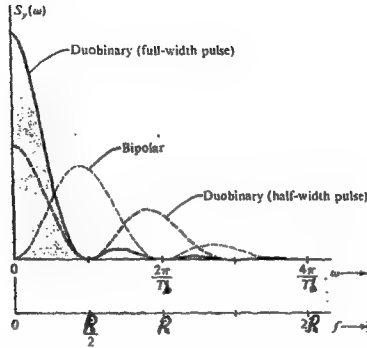
يستخدم هذا النوع لغرض الحصول على نظام ذو عرض نطاق مساوي لعرض النطاق النظري ( $R/2$ ). و يتم من خلاله تمثيل الصفر بلا نبضة، أما 1 فيمثل بـ  $p(t)$  أو  $-p(t)$  اعتمادا على قطبية النبضة السابقة و عدد الأصفار بين نبضات 1 المتتالية فإذا كان عدد الأصفار زوجي نستخدم نبضة بنفس قطبية النبضة السابقة أما إذا كان عدد الأصفار فردي فيتم استخدام نبضة ذات قطبية معاكسة لقطبية النبضة السابقة.

و المثال التالي يبين تمثيل البيانات الرقمية بالشفرة الثنائية المزدوجة  
Duo-Binary مرة بنبضات عائدة إلى الصفر (RZ) و مرة بنبضات غير  
عائدة إلى الصفر (NRZ):



فلاحظ أن هذه الشفرة أيضا تستخدم ثلاث رموز symbols مختلفة لتمثيل  
البيانات الرقمية (0 و 1)، هذه الرموز هي  $p(t)$ ,  $-p(t)$ , no pulse. كما  
نلاحظ في المثال المعطى أن الثلاث نبضات الأولى كانت بنفس القطبية حيث أن  
عدد الأصفار بين كل نبضتين عدد زوجي (الصفر عدد زوجي) بينما النبضة  
المسابعة ذات قطبية معاكسة لأن عدد الأصفار بينها و بين 1 السابق لها عدد  
فردى (3).

و الشكل التالي يوضح للطيف الترددي للفترة PSD لهذا الرمز في حالة العودة  
إلى الصفر RZ:

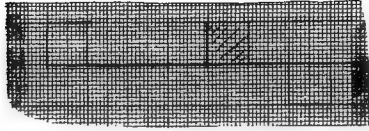


و من الطيف الترددي PSD يمكن تمييز عدد من مميزات و مميزات هذا النوع من الترميز. من تلك المميزات Advantages:

1. الميزة و الخاصية الرئيسية أن عرض النطاق المطلوب لإرسال البيانات المشفرة بهذا النوع مساوي لعرض النطاق النظري ( $BW = R/2$ ) و بالتالي يمكن الاستفادة من عرض النطاق نفسه لإرسال عدد أكبر من القنوات.

2. القابلية على كشف الخطأ Error Detection. فإذا استقبل المستقبل نبضات بحيث لوحظ فيها مثلا تكرار قطبية نبضتين متتاليتين بينهما عدد فردي من الأصفار أو انعكاس قطبية نبضتين متتاليتين بينهما عدد زوجي من الأصفار فهذا يكشف وجود خطأ. مثال على ذلك لو أن البيانات التي تم استقبالها في المستقبل كانت على النحو التالي:





فلاحظ أن النبضة الخامسة لها نفس قطبية النبضة السابقة لها مع أن عدد الأصفار بينهما فردي و بالتالي فإن البيانات التي استقبلت تحتوي على خطأ و لا بد للمستقبل من طلب إعادة إرسال البيانات من قبل المرسل مرة أخرى .

3. معلومات التوقيت Timing Information يمكن أن تستخلص من هذا الترميز عندما يقوم Rectification.

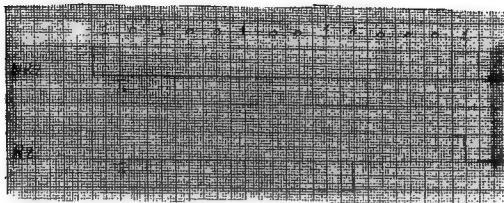
أما سببات Disadvantages هذا النوع من الترميز فهي:

1. يوجد مقدار كبير من المركبة DC للفترة و التي تسبب مشكلة في AC coupling.

2. كالترميز Bipolar ، إنها تستلزم قدرة أكبر مرتين (3 dB) عن القدرة الضرورية باستخدام رمز polar.

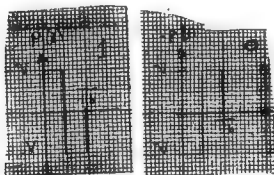
3. إنها غير مرئية transparent فعند إرسال سلسلة متتالية طويلة من النبضات الصفرية لن يتم تمييز أي إشارة عند المستقبل و قد يفهم هذا خطأ على أنه لا إرسال.

مثال: مثل البيانات الثنائية التالية بترميز NRZ Duo Binary مرة و RZ مرة أخرى:

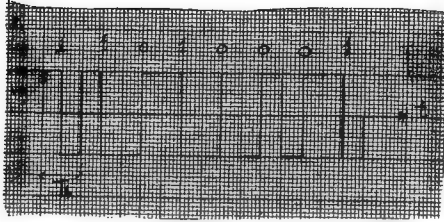


#### 4-2 رمز مانشستر Manchester

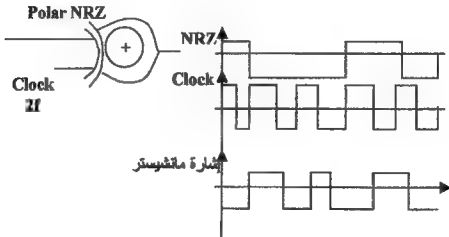
و يدعى أيضا هذا الترميز Split Phase أو B-Phase أو التوأم Twinned Binary. و يستخدم هذا النوع من الترميز في شبكات الحاسب لغرض حل مشكلة التزامن Synchronization. و يتم من خلاله التخلص من مشكلة مكونة DC للقدرة. و يتم تمثيل 1 و 0 بالنبضتين التاليتين:



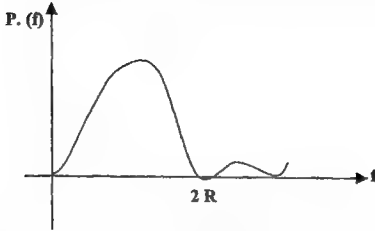
و للمثال التالي يبين تمثيل البيانات الرقمية برمز مانشستر:



و يمكن الحصول على ترميز مانشيستر من الرمز NRZ Polar، بإدخال هذه الإشارة على بوابة X-OR بحيث يكون المدخل الآخر للبوابة مولد نبضات بتردد يساوي R2 (فعندما يتشابه المدخلان يكون المخرج ذو مستوى منخفض و عندما يختلف المدخلان يكون المخرج ذو مستوى عالي)، كما هو موضح في الشكل التالي:



و الشكل التالي يوضح الطيف الترددي للقدرة PSD لهذا الرمز :



و من الطيف الترددي PSD يمكن تمييز عدد من مميزات و سيئات هذا النوع من الترميز. من تلك المميزات Advantages:

1. الإشارة المرسله مرئية Transparent حيث يتم تمثيل الصفر بنبضة فلن يسبب إرسال عدد كبير من الأصفار المتتالية فهم خاطئ لدى المستقبل بعدم وجود بيانات.

2. لا توجد مكونة DC للقدرة حيث قيمة القدرة عند  $f=0$  تساوي صفر.

3. كما في الرمز أحادي القطبية Unipolar يوجد مكونات منفصلة discrete components في الطيف الترددي عند التردد R و التي تستخدم لغرض التزامن الذاتي self Synchronization من قبل المستقبل بعد تمرير الإشارة على مصفى تمرير حزمة ترددية BPF.

و من جهة أخرى فان لهذا الرمز عدد من المساوئ Disadvantages:

هي:

1. عرض النطاق BW الذي يحتاجه كبير و يساوي:

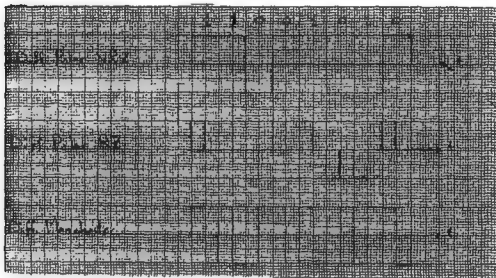
$$BW = 2R$$

2. نحتاج إلى قدرة كبيرة للإرسال.

## 5-2 الترميز التفاضلي Differential Coding

من خلال هذا الترميز يمثل 1 بنبضة مطابقة للنبضة السابقة له أما 0 فيمثل بنبضة معاكسة (في القطبية) للنبضة السابقة له (بغض النظر عن ماهية تلك النبضة السابقة سواء كانت 0 أو 1). و يمكن أن تكون هذه النبضة عائدة للصفر RZ أو غير عائدة للصفر NRZ كما يمكن أن تكون النبضة المستخدمة في رمز مانشستر Manchester.

Differential Polar (RZ, و المثال التالي يبين تمثيل البيانات الرقمية برمز  
NRZ مرة و مرة أخرى برمز Differential Manchester):



**2-6 الرمز ذو القطبين عالي الشدة من الدرجة الثالثة High Density**

### Bipolar-3 (HDB-3)

يستخدم هذا النوع لفرض حل مشكلة الشفافية Transparency في الرمز ثنائي القطبية bipolar و لزيادة معلومة التوقيت timing information فيه. و هو يستخدم في أنظمة الهاتف الرقمية digital telephony على ترددات عالية (34) 2 M bit/sec , 8 M bit/sec , M bit/sec.

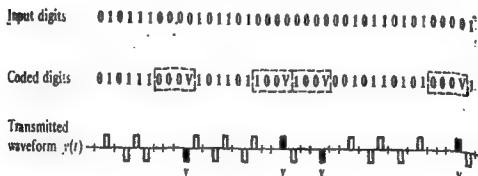
في هذا النوع من الترميز يمثل كل عدد من الأصفر يزيد عن 3 برمز خاص يتم تضمين 1 فيه كنبضات تطاير violate (أي أن الرمز الخاص الممثل للأصفر سوف يحتوي على 1) وذلك لزيادة توقيت المعلومة.

إن نبضات التطاير في الرمز الخاص تتناوب للقريبة ( القطبية الموجبة يجب أن تتلوها قطبية سالبة)، و ذلك لنحصل على مكونة DC للقدرة تساوي صفر.

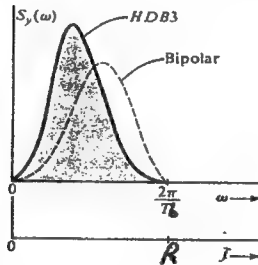
إن الرمز المستخدم لتمثيل أربعة أصفر متتالية في هذا النظام هو (B00V) أو (000 V) حيث أن كل من B و V عبارة عن 1. و يتم اختيار أحد هذين الرمزتين الخاصين بحيث يجب أن تبقى قطبية النبضات اللاغية V المتعاقبة متعاكسة. و يستخدم للرمز الخاص B00V عندما يكون هناك عدد زوجي من نبضات 1 الذي يتلو آخر نبضة متطايرة (لاغية) V.

على المستقبل Receiver أن يتحقق من أمرين، الأول: نبضات التطاير حيث أن قطبية كل 1 عكس قطبية 1 التالي له بغض النظر عن تلك النبضات (التي تماثل في قطبيتها قطبية النبضة 1 السابقة لها)، و الثاني: عدد الأصفر قبل النبضة اللاغية V لمعرفة إذا ما كان 1 السابق أيضا للتعويض.

و المثال التالي يوضح تمثيل سلسلة من البيانات الرقمية المتتالية بالرمز ثنائي القطبية عالي الشدة من الدرجة الثالثة HBD-3:



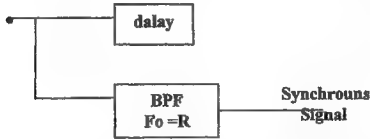
من الأمور التي نلاحظها أن أول مجموعة أصفار (أكثر من 3) تم تمثيلها بالرمز الخاص 000V و لكن يبقى في الذهن لو أن البيانات للرقمية بدأت بمجموعة الأصفار تلك فكان يجب تمثيلها بالرمز الخاص الثاني B00V. نلاحظ أننا إذا ما تجاهلنا نبضات التطاير فإن كل نبضة 1 تعاكس قطبية النبضة 1 التي تليها و التي تسبقها، و ذلك من خلال الاختيار الصحيح لكل مجموعة من الأصفار بالرمز الصحيح من الرمزين (000V , B00V).  
و الشكل التالي يوضح اللطيف الترددي للفترة PSD لذا النوع من الترميز:



و هذا الرسم للطيف الترددي للفترة PSD يؤدي بنا إلى مجموعة من المميزات و المميزات لهذا النوع. من هذه المميزات Advantages:

1. ان الإشارة المرسله مرثية دائما transparent لأن السلسلة الطويلة من الأصفار ستمثل برمز يحتوي على نبضات مرثية (بالإضافة إلى احتوائه على أصفار). فلن يسبب إرسال بيانات صفرية طويلة أي للتباس على المستقبل بحيث يظن ان الإرسال متوقف.

2. قابلية الكشف عن حدوث خطأ Error Detection. فلو حدث خلال إرسال النبضات و تعرضها للظروف الجوية و العوامل الخارجية المختلفة أن هبطت فولتية نبضة 1 بحيث ترجمها المستقبل على أنها 0 ، فعندئذ سوف يلاحظ أن نبضتي 1 متتاليتين (مرة أخرى باستثناء نبضات الخطاير V) لهما نفس القطبية و بالتالي يؤدي ذلك إلى استنتاج حدوث خطأ في البيانات و يتم إعادة إرسالها.
3. بعد تمرير الإشارة على مصفى تمرير حزمة ترددية BPF نحصل على مكونات منفصلة discrete components في الطيف الترددي عند التردد R و التي نستخدم لغرض التزامن الذاتي Self Synchronization من قبل المستقبل لمعرفة إشارة التوقيت حيث يتم الحصول عندئذ على الرمز RZ بنسبة فترة إرسال نبضة 50% كما في الشكل التالي:



4. لا يحتاج إلى عرض نطاق مبالغ فيه و إنما فقط ضعف عرض النطاق النظري ( $R/2$ ) أي أنه مثل Bipolar من حيث عرض النطاق المطلوب و يساوي:

$$BW = R$$

5. لا يحتوي الطيف الترددي للقدرة على أي مكونة DC.



أما عن سببنا هذا الترميز Disadvantages فهي:

1. يحتاج إلى ضعف القدرة Power التي يحتاجها الترميز Polar.
  2. المستقبل المستخدم يكون أكثر تعقيدا عن غيره more complex  
ليتمكن من فهم البيانات و تحليلها و تمييز الأصفار و نبضات التطاير  
و استكشاف الأخطاء و ما إلى ذلك.
- مثال 1: احسب عرض النطاق BW المطلوب لنظام يستخدم الترميز ذو القطبين  
عالي الشدة من الدرجة الثالثة إذا كان زمن إرسال النبضة الواحدة  
(الجزء الواحد) يستغرق 25µsec.

الحل:

بما أن الرمز HDB-3 لا يحتاج إلا لضعف عرض النطاق النظري ،

فبالتالي:

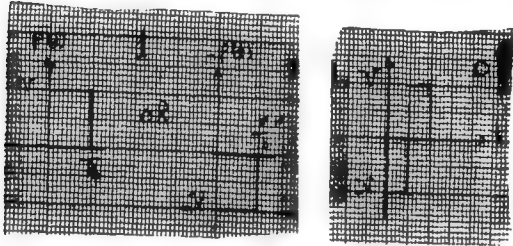
$$\begin{aligned} BW &= R = \frac{1}{T_b} \\ &= (1/10^{-1} * 25) \\ 40 &= \text{KHz} \end{aligned}$$

## 7-2 الرمز من نوع (CMI) Code Mark Inversion

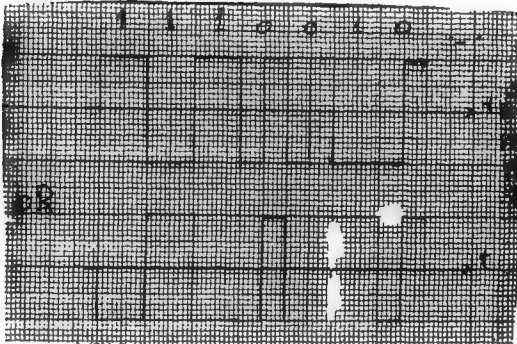
و يستخدم هذا الترميز في الترددات العالية ( 140sec/Mbit ) عوضا  
عن الترميز ثنائي القطبية عالي الشدة من الدرجة الثالثة HDB-3 لأن دوائر  
المرسل و المستقبل الخاصة به أسهل في التصميم. و هو الترميز المستخدم في  
أوروبا. و من خلال هذا الترميز يتم تمثيل 1 كما في النظام Bipolar بـ 1  
بنبضة موجبة القطبية و سالبة القطبية على التناوب حيث تخالف قطبية نبضة  
1 قطبية النبضة 1:

1 يمثل بـ  $p(t)$  و  $-p(t)$

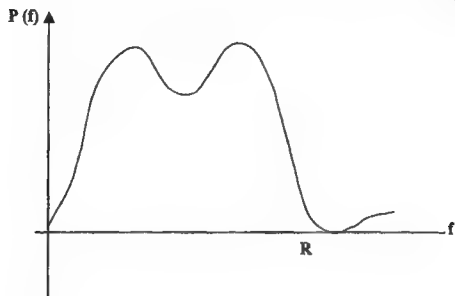
لما 0 فيتم تمثيله بنقطة كذلك المستخدمة في ترميز مانشستر. و فيما يلي توضيح لشكل النبضات المستخدمة لتمثيل الحالتين 0 و 1:



و المثال التالي يبين تمثيل سلسلة من البيانات الثنائية بالترميز CMI:



و الشكل التالي يوضح شكل الطيف الترددي للقدرة للإشارة المرمزة من نوع  
:CMI



### من حسنات Advantages هذا الترميز:

1. ان الإشارة المرسله مرئية دائما حيث يمثل الصفر بنبضة و بالتالي لن يسبب إرسال سلسلة طويلة من نبضات 0 إلى إرباك لدى المستقبل بأن يفهم خطأ أن الإرسال قد انقطع.
2. القابلية على كشف للخطأ Error Detection فإذا استقبل المستقبل نبضات بحيث لوحظ فيها مثلا تكرار قطبية نبضتين متتاليتين فهذا يكشف وجود خطأ.
3. عرض النطاق المطلوب غير مبالغ فيه و إنما فقط ضعف عرض النطاق النظري و يساوي:  
$$BW = R$$
4. لا يحتوي الطيف للتردي للقدرة على أي مكونة DC.
5. دائرة المستقبل أبسط و أقل تعقيد من دائرة المستقبل للنظام المستخدم لشفرة HDB-3.

من الجدير بالذكر أنه في الأنظمة ذات معدلات للتراسل 140 MBit/sec يتم إرسال 4 نبضات في الفترة الزمنية المخصصة لإرسال 3 نبضات لغرض تقليل معدل الإرسال إلى 105 باود baud. حيث أن الباود baud هو عدد الأجزاء المرسله على التوازي خلال الزمن المخصص للجزء الواحد.

### 8-2 الرموز المستعملة في تراسل المعطيات ذات معامل الترميز بنسبة $K/N$

من الممكن أن يحدث خطأ (أو أكثر) في البيانات الرقمية المرسله نتيجة التشويش، و لغرض الكشف عن هذا الخطأ يتم إرسال بيانات إضافية للنبضات الأساسية تسمى نبضات التثبيت Parity Bits. و يوجد نوعين من هذه النبضات:

1. Odd Parity Bit : تساوي هذه النبضة 0 إذا كان عدد حالات 1 فردي في الرسالة المرسله و تساوي 1 إذا كان عدد حالات 1 زوجي في الرسالة المرسله، مثال على ذلك تمثيل الرمز بشفرة ASCII المستخدمة في تمثيل مفاتيح لوحة المفاتيح Key Board:

							Parity bit
1	1	0	0	1	0	1	1

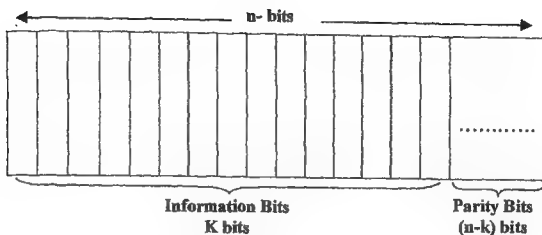
							Parity bit
0	1	1	0	1	1	1	0

2. Even Parity Bit : تساوي هذه النبضة 0 إذا كان عدد الحالات 1 زوجي في الرسالة المرسله و تساوي 1 إذا كان عدد حالات 1 فردي في الرسالة المرسله، مثال على ذلك:

							Parity bit
1	1	0	0	1	0	1	0

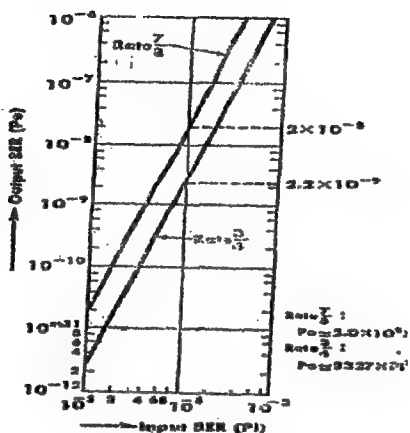
							Parity bit
0	1	1	0	1	1	1	1

أي أن الرسالة المرسله بالكامل أصبحت مكونة من جزئين: البيانات الأصلية التي تمثل إشارة المعلومات و جزئ مضاف يمثل نبضات Parity للكشف عن الخطأ و الموضحة بالشكل التالي:



و بالتالي يمكن أن نعرف معامل الترميز (Coding Rate =  $K/n$ ) بأنه نسبة عدد نبضات إشارة المعلومات  $K$  إلى عدد النبضات الكلية المرسل  $n$ . ففي الأمثلة السابقة كان عدد نبضات الإشارة الأصلية 7 نبضات بينما نبضة واحدة ممثلة Parity و بالتالي يكون معامل الترميز في تلك الحالة (8/7).

و إن كان لإرسال نبضات تثبيت يتطلب قدرة إضافية كما يؤدي إلى زيادة عرض النطاق المطلوب، فهو من جهة أخرى يحسن من معدل خطأ الجزء BER كما هو موضح في الشكل التالي الذي يبين تحسن  $P_e$  لكلا المعاملين (3/4، 7/8):



فلاحظ تحسن الأداء فمثلا الإشارة ذات  $P_e = 10^{-4}$  يقل احتمالية الخطأ لها إلى  $P_e = 2.2 \times 10^{-9}$  إذا تم إرسالها بمعامل ترميز (4/3) أو إلى  $P_e = 2 \times 10^{-9}$  إذا تم إرسالها بمعامل ترميز (8/7) ويتم الحصول على الإشارة الجديدة من خلال إدخال إشارة المعلومات الرقمية إلى Decoder بحقق معامل الترميز المطلوب.

يجب أن يتحقق للأنظمة الرقمية القدرة على استخلاص إشارة التوقيت timing Information و تستثيت قدرة إشارة الإزاحة الطورية حيث تسبب مكونات القدرة العالية في الطيف الترددي زيادة للتداخل بين النبضات المتجاورة، و لذلك تستخدم هذه الأنظمة تقنية الخلط Scrambling.

مثال: احسب معدل إشارة المعلومات الصوتية عند استعمال:

1.  $k/n = 3/4$

2.  $k/n = 7/8$

الحل:

إن معدل الجزء لإرسال إشارة صوتية له قيمة ثابتة تساوي 64 Kb/sec و بالتالي يصبح معدل الجزء الأصلي :

1. عند استعمال معامل الترميز  $4/3$  :

$$64 - \frac{3}{4} = 48 \text{ Kbit/sec}$$

2. عند استعمال معامل الترميز  $8/7$  :

$$64 - \frac{7}{8} = 56 \text{ Kbit/sec}$$

## 9-2 مقارنة بين أنواع الترميز المختلفة

تعرف كفاءة Efficiency الإشارة الرقمية بأنها عدد نبضات البيانات التي ترسل في الثانية (bits per seconds) لكل نبضة من عرض النطاق:

$$\eta = R/BW$$

حيث:

$$R : \text{معدل الإرسال و الذي يساوي } 1/T_s$$

$$BW : \text{عرض النطاق للنظام.}$$

أما نظريا فيمكن حساب الكفاءة من خلال نسبة SNR على النحو التالي:

$$\eta = \text{Ln}[1+\text{SNR}] = C/BW$$

حيث:

$$C : \text{سعة القناة}$$

SNR: نسبة قدرة إشارة المعلومات إلى قدرة الضجيج.

مثال: جد كفاءة الإشارة المرسلة بالترميز من نوع أحادي القطبية RZ.



الحل:

من موضوع سابق نعلم أن عرض النطاق للإشارة الرقمية أحادية القطبية Unipolar RZ تماوي:

$$BW_{RZ} = R$$

و بالتالي فإن الكفاءة:

$$\eta = R/BW = R/2R = 1/2$$

و بمقارنة أنواع الترميز المختلفة من حيث عرض النطاق المطلوب

BW و الكفاءة  $\eta$  نحصل على النتيجة التالية:

Code type	BW	$\eta$
Unipolar RZ	2R	$\frac{1}{2}$
Unipolar NRZ	R	1
Polar RZ	2R	$\frac{1}{2}$
Polar NRZ	R	1
Bipolar RZ	2R	$\frac{1}{2}$
Bipolar NRZ	R	1
Manchester	2R	$\frac{1}{2}$
Duo binary	R/2	2
HDB-3 NRZ	R	1
HBD-3 RZ	2R	$\frac{1}{2}$
CMI	R	1

عند تقييم استخدام نظام ترميز معين نأخذ بعين الاعتبار أن مشكلة القدرة ليست ذات أهمية كمشكلة عرض النطاق.

## أسئلة الوحدة الثانية

- س(1) ما الخصائص التي يجب أن تتحقق في الشفرات و الرموز المستخدمة لتمثيل البيانات الرقمية؟
- س(2) ما المقصود بالتزامن الذاتي Self Synchronization ؟
- س(3) ما معدل خطأ الجزء الواجب تحقيقه في الأنظمة الرقمية؟
- س(4) إذا كان معدل خطأ الجزء في نظام يساوي  $P_e = 10^{-4}$  فما عدد النبضات الغير صحيحة المحتملة في سلسلة بيانات مكونة من  $10^6$  bits ؟
- س(5) ما المقصود بالشفافية Transparency ؟
- س(6) إذا كانت الفترة الزمنية للنبضة الكاملة تساوي 20 nsec فما هو معدل النبضة الساعية R ؟
- س(7) ما الفرق بين النبضة RZ و النبضة NRZ ؟
- س(8) ارسم منحنى توزيع الطيف الترددي للقدرة PSD لرمز ثنائي القطبية RZ
- س(9) عُد ميزات Advantages الرمز ثنائي القطبية RZ و NRZ.
- س(10) عُد سيئات Disadvantages للرمز ثنائي القطبية RZ و NRZ
- س(11) ما أنواع الترميز التي يمكننا من الكشف عن الخطأ و كيف يتم ذلك في كل منها؟
- س(12) ما المشكلة التي تنشأ عن إرسال سلسلة طويلة متتالية من الأصفار في بعض أنواع الترميز مثل ثنائي القطبية Polar ؟ ما سبب ذلك؟
- س(13) مَثِّل البيانات الثنائية التالية بترميز ثنائي القطبية NRZ مرة و RZ مرة أخرى:

1. 1010101011
2. 100000010111

س14) كيف يتم تمثيل الحالة الرقمية 1 و الحالة الرقمية 0 في الشفرة أحادية القطبية Polar؟

س15) ما المدة الزمنية المخصصة لإرسال النبضة الواحدة (1 كانت لم 0) المشفرة برمز on-off؟ و ما معدل الترسل في هذه الحالة؟

س16) كم من الطاقة يتم توفيرها عند استخدام الرمز RZ-50% عوضا عن الرمز NRZ؟

س17) ارسم منحنى توزيع الطيف الترددي للقدرة PSD للرمز أحادي القطبية RZ و NRZ .

س18) عتد ميزات Advantages الرمز أحادي القطبية RZ و NRZ.

س19) عتد سيئات Disadvantages الرمز أحادي القطبية RZ و NRZ.

س20) أيهما أكثر ممانعة للتشويش : الرمز أحادي القطبية Unipolar أم الرمز ثنائي القطبية polar؟ فسّر سبب ذلك.

س21) كيف يمكن استخلاص معلومة التوقيت من الطيف الترددي PSD للرمز أحادي القطبية؟ ما الغرض من هذه المعلومة (بماذا يستفيد منها المستقبل receiver)؟

س22) مثلّ البيانات الثنائية التالية بترميز أحادي القطبية NRZ مرة و RZ مرة أخرى:

1. 1010101100
2. 1000000110

س23) في أي الأنظمة يستخدم الرمز شبه الثلاثي Bipolar؟

س24) كيف يتم تمثيل الحالة الرقمية 1 و الحالة الرقمية 0 في شفرة Bipolar

س25) ارسم منحنى الطيف الترددي للقدرة PSD لرمز Bipolar في حالة العودة إلى الصفر RZ .

س26) عتد ميزات Advantages الرمز bipolar .

س27) عندئذ سيئات Disadvantages للرمز bipolar .  
س28) مَثلّ البيانات الثنائية التالية بترميز NRZ Bipolar مرة و RZ مرة أخرى:

1. 1000010001
2. 1010101010
3. 1001001011

س29) لأي غرض يستخدم للرمز الثنائي المزوج ؟  
س30) ارسم منحني توزيع الطيف الترددي للقدرة PSD للرمز الثنائي المزوج.

س31) عندئذ ميزات Advantages للرمز الثنائي المزوج Duo-Binary  
س32) عندئذ سيئات Disadvantages للرمز الثنائي المزوج Duo-Binary .  
س33) كيف يتم تمثيل الحالة الرقمية 1 و الحالة الرقمية 0 في شفرة الثنائي المزوج Duo-Binary ؟

س34) مَثلّ البيانات الثنائية التالية بترميز NRZ Duo Binary مرة و RZ مرة أخرى:

1. 1001001011
2. 1010100001

س35) ما المشاكل التي تم حلها باستخدام للرمز مانشيستر Manchester ؟  
س36) كيف يمكن الحصول على ترميز مانشيستر من الرمز NRZ Polar ؟  
وضّح الدارة المستخدمة لذلك.

س37) ارسم منحني توزيع الطيف الترددي للقدرة PSD للرمز مانشيستر Manchester .

س38) عندئذ ميزات Advantages للرمز مانشيستر Manchester  
س39) عندئذ سيئات Disadvantages للرمز مانشيستر Manchester .

س41) كيف يتم تمثيل الحالة الرقمية 1 و الحالة الرقمية 0 في شفرة

مانشيستر Manchester ؟

س42) مَثَل البيانات الثنائية التالية بترميز مانشيستر Manchester مرة و

Differential Manchester مرة أخرى:

1. 1001001011

2. 1010100001

س43) ما المقصود بالنبضة اللاغية V في الرمز عالي الشدة من الدرجة الثالثة

HDB-3؟

س44) في أي أنظمة و على أي ترددات يستخدم الرمز عالي الشدة من الدرجة

الثالثة HDB-3؟

س45) ارسم منحنى توزيع الطيف الترددي للقدرة PSD للرمز عالي الشدة من

الدرجة الثالثة HDB-3.

س46) عُد مميزات Advantages للرمز عالي الشدة من الدرجة الثالثة

HDB-3

س47) عُد مميزات Disadvantages للرمز عالي الشدة من الدرجة الثالثة

HDB-3

س48) ما سبب التعقيد في دوائر النظام المستخدم للرمز عالي الشدة من الدرجة

الثالثة HDB-3؟

س49) مَثَل البيانات الثنائية التالية بترميز HDB-3 بنبضات RZ مرة و

نبضات NRZ مرة أخرى:

1. 1000000100001000000000110

2. 00000100010100100000000101

س50) ارسم منحنى توزيع الطيف الترددي للقدرة PSD للرمز CMI.

س51) عُد مميزات Advantages الرمز CMI

س52) عُد مميزات Disadvantages الرمز CMI

س53) ما المقصود بالباود ؟ Baud

س54) إذا كان التثبيث المستخدم في نظام من نوع Odd Parity Bit فما قيمة تلك النبضة في كل من البيانات المرسله التالية:

1.



2.



3.



س55) إذا كان التثبيث المستخدم في نظام من نوع Even Parity Bit فما قيمة

تلك النبضة في كل من البيانات المرسله التالية:

1.



2.



3.



من (56) ما عدد النبضات الخاصة بالرسالة الأصلية و عدد النبضات الخاصة بالكتف عن الخطأ Parity إذا كان معامل الترميز :

$$1. k/n = 7/8$$

$$2. k/n = 3/4$$

$$3. k/n = 5/6$$

من (56) من المنصني المعروف في الوحدة جد قيمة  $P_e$  لاشارة بعد استخدام معامل الترميز 8/7 إذا كان قيمة  $P_e$  قبل استخدامه يساوي  $3 \cdot 10^{-4}$ .

س (57) أعد الإجابة على السؤال السابق إذا استخدم معامل الترميز 3/4.

س (58) عرّف كفاءة الإشارة الرقمية.

س (58) جد كفاءة الإشارة المرسلّة بالترميز من نوع مانشيستر Manchester.

س (59) جد كفاءة الإشارة المرسلّة بالترميز من نوع CMI.

س (60) عند تقييم استخدام نظام ترميز معين أيهما أهم: مشكلة القرّة أم مشكلة عرض النطاق؟





## الوحدة الثالثة





## مبادئ التجميع الرقمي Time Division Multiplexing

### 3-1 مبدأ التجميع

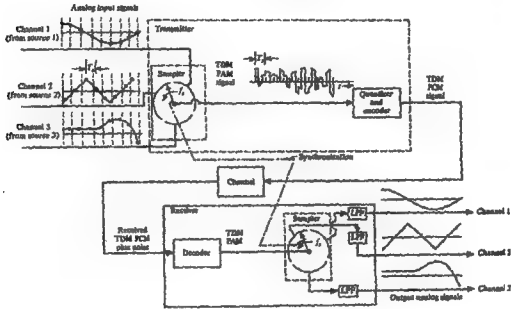
إن نظرية التجزئة (sampling theorem) أظهرت مجال جديد للاتصال بواسطة النبضات (pulses) عوضاً عن الإشارات القياسية. حيث يتم أخذ العينات من الإشارة القياسية و تحول كل عينة إلى سلسلة معينة من النبضات ذات معاملات معينة وفقاً لنوع التعديل، فبذلك يمكن أن يتغير اتساع هذه النبضات أو عرضها أو موقعها تبعاً لقيم العينات. وفقاً لذلك فإننا نحصل على تعديل اتساع النبضة (PAM) أو تعديل عرض النبضة (PWM) أو تعديل مكان النبضة (PPM)، على الترتيب. كما ناقشنا في الوحدات السابقة نوع آخر وهو التعديل النبضي للمشفر PCM. و نستطيع إرسال الإشارة النبضية المعقدة عوضاً عن إرسال الإشارة القياسية لاحتوائها على المعلومة كاملة و التي يستطيع المستقبل (receiver) إعادة استخلاصها من تلك النبضات.

نلاحظ عن استخدام التعديل النبضي أن الإشارة المرسله تحتل جزء محدد من المحور الزمني للقناة، و بالتالي من الممكن أن نجمع عدة إشارات نبضية و نرسلها سوياً على نظام المشاركة في الزمن، فإذا لم يحصل أي تدخل بين النبضات المتجاورة فبإمكاننا أن نفصل تلك الإشارات مرة أخرى و نستعيد كل منها على حدة.

و تدعى "مجموعة الإجراءات التي يتم من خلالها مزج و إضافة الإشارات سوياً بحيث تتشارك المحور الزمني دون حدوث أي تدخل بين نبضاتها" بعملية التجميع بتقسيم الزمن (Time Division Multiplexing (TDM). أو يمكن تعريف TDM على أنه تقسيم الفترات الزمنية على عينات

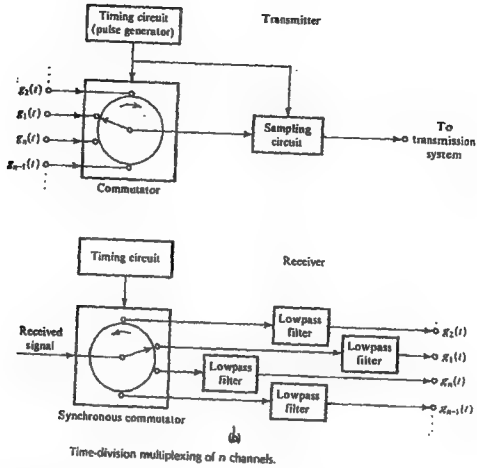
الإشارات المختلفة المصادر بحيث يتم نقل المعلومات من هذه المصادر بشكل متتالي من خلال قناة اتصال واحدة.

و الشكل التالي يبين كيف تمت الاستفادة من "الفراغات" الزمنية بين المعينات لإرسال ثلاث إشارات مختلفة:



ان إرسال أكثر من إشارة خلال لقناة الواحدة دون تدخلهما كان أمر مستحيل عند التعامل مع الإشارة القياسية قبل التجزئة لكونها تحتل كافة الفترة الزمنية المخصصة للإرسال و لكنه أصبح ممكن بعدها لتوفر الفراغات بين المعينات.

و الشكلين التاليين يوضحان المخطط الصنوبري لكل من مرسل (transmitter) و مستقبل (receiver) لنظام التجميع (Time Division Multiplexing PAM):



فلاحظ من الشكل الأول أن المرسل يتكون من الدوائر (commutator) الذي يقوم بعمل مفتاح التحويل الإلكتروني (electronic switch) من قناة إلى قناة أخرى من القنوات الموصولة إليه بالترتيب و بفترات زمنية محددة من قبل دائرة التوقيت (timing circuit)، و من ثم تقوم دائرة التجزئة والإمساك (sample and hold circuit) بأخذ عينة من تلك القناة. إن السرعة التي يدور بها الدوار يعتمد على المعدل المطلوب لأخذ العينات و الذي يجب أن يتلاءم مع نظرية نايكويست ( $f_s \geq 2f_m$ ).

إن مخرج دائرة للتجزئة عبارة عن عينات لجميع الإشارات القياسية الموصولة مع الدوار و التي تتشارك في الفترة الزمنية نفسها، و هذه الإشارة

الممزوجة هي التي يتم استقبالها على الطرف الآخر من نظام الاتصال، حيث يقوم للدوار الخاص بالمستقبل، والذي يجب أن يعمل بترامن (synchronization) مع الدوار الخاص بالمرسل، بفصل العينات الخاصة بكل إشارة من الإشارات الممزوجة إلى قناة منفصلة خاصة بها. و تمرر كل إشارة مفصولة إلى مصفى تمرير حزمة ترددات منخفضة (LPF) ذو تردد قطع مساوي للتردد الأعلى لتلك الإشارة ( $f_c = f_m$ ).

ان نظام مزج إشارات PAM و تطبيق نظام مشاركتها الفترة الزمنية المخصصة للإرسال يمكن تطبيقه على مزج إشارات PCM أو أي إشارات نبضية أخرى. مثال على ذلك نظام T-1 المستخدم من قبل شركة Bell والذي يتم فيه مزج 24 إشارة PCM تليفونية على قناة واحدة.

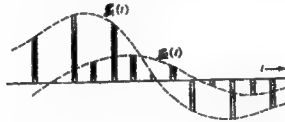
من الجدير بالذكر طريقة أخرى يمكننا من مزج الإشارات وإرسالها على نفس القناة، ولكن هذه المرة نتم للمشاركة بعرض نطاق القناة المحدد. حيث يتم تعديل كل من القنوات الممزوجة سويا بتردد خاص بها يختلف عن التردد الحامل لإشارة أخرى بشرط المحافظة على الإشارات المعكلة المزاحة تردديا بشكل غير متداخل و بحيث تتشارك الإشارات جميعها عرض نطاق القناة الناقلة. و تسمى هذه الطريقة في مزج الإشارات بالتجميع الترددي (Frequency Division Multiplying FDM).

### 2-3 تجميع القنوات المتشابهة

عند الحديث عن معمل أخذ العينات للإشارات المجمعة زمنيا TDM يمكننا أن نميز نوعين:

1. إشارات مجمعة ذات معمل أخذ عينات  $f_s$  متشابه.
2. إشارات مجمعة ذات معمل أخذ عينات  $f_s$  مختلف.

فعند تجميع إشارات لها نفس المعدل  $f_s$  فإن كل من هذه الإشارات سيتم ربطه مرة واحدة إلى الدوّار الذي سيدور بسرعة مساوية إلى ذلك للمعدل، و سيدور بتلك السرعة الثابتة على كل الإشارات بالتساوي. يجب أن نقف عند التغير الذي يطرأ على معدل الإرسال بعد التجميع للزمني للإشارات، فكما ذكرنا فإن الدوّار (commutator) سيدور بسرعة مكافئة لمعدل أخذ العينات (التجزئة) و لكن المعدل النهائي للإشارة الناتجة سوف يختلف عن تلك السرعة. من أبسط الأمثلة للتوضيحية دائرة المفتاح الدوّار الموصول مع إشارتين  $s_1$  و  $s_2$  اللتين يتم تجزئتهما بالمعدل نفسه  $f_s$  كما في الشكل التالي:



Time-division multiplexing of two signals.



نلاحظ أن المفتاح يتناوب بين موقع كل من الإشارتين بحيث يأخذ عينة واحدة فقط من كل إشارة خلال فترة التجزئة (sampling period  $T_s$ ) أثناء دورانه دورة كاملة. هذا يعني أن عينتين سيتم إرسالهما خلال فترة التجزئة، مما يعني أن معدل النبضات في القناة أصبح ضعف معدل التجزئة ( $2f_s$ ).

مثال آخر، لو زدنا عدد القنوات إلى 10 قنوات و ربطنا كل منها إلى commutator يدور بمعدل  $f_s$  فإنه يقوم بأخذ عينة لكل إشارة من الإشارات العشرة خلال فترة التجزئة (sampling period  $T_s$ ) أثناء دورانه دورة كاملة و الموضح في الشكل التالي. مما يعني أن 10 عينات سيتم إرسالها خلال فترة

التجزئة، مما يعني أن معدل النبضات في القناة أصبح 10 أضعاف معدل التجزئة الذي يدور به الدوار commutator وفقا للعلاقة:

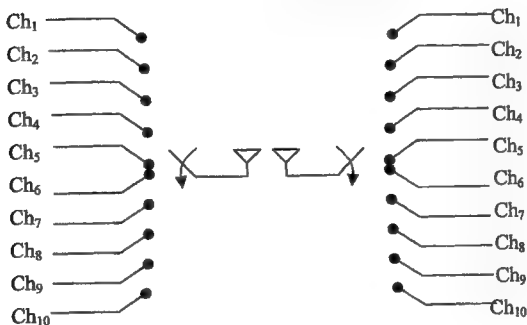
$$f_{s(max)} = n * f_s$$

حيث:

$f_{s(max)}$ : معدل العينات للإشارة الناتجة من المزج.

$n$ : عدد القنوات الممزوجة.

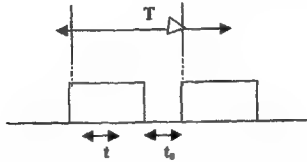
$f_s$ : معدل العينات لكل إشارة داخلة إلى المازج (حيث تتشابه الإشارات من حيث قيمة معدل العينات).



و من الجهة الأخرى، يجب أن يدور الدوار في المستقبل بنفس سرعة الدوران في المرسل و يتزامن معه. و يسمى هذا التزامن بتزامن الإطار (frame synchronization) و هو ضروري لتحديد توقيت البداية لأول عينة. و في بعض الأنظمة يتم إرسال إشارة خاصة للتوقيت (synchronizing signal) على إحدى القنوات المربوطة إلى الدوار.



يتم تحديد عدد القنوات التي يمكن تجميعها زمنيا من خلال سرعة دوران المفتاح الإلكتروني، والذي يحكم هذه السرعة هو كسر الزمن (fraction of time) الذي تحتاجه كل إشارة PAM. ويعرف هذا الكسر على أنه النسبة بين عرض كل نبضة ( $\tau$ ) إلى الفراغ للفصل بين نبضتين متجاورتين لكل قناة ( $t_0$ ) كما هو موضح في الشكل التالي:



و من البديهي أن عدد القنوات سيحدد بعرض النبضة الواحدة و عرض الفترة الفاصلة بين نبضتين متتاليتين، و يمكن تحديد أكبر عدد من القنوات التي يمكن مزجها (بحيث لا يحدث تداخل بينها) وفقا للعلاقة التالية:

$$\text{No. of channels} = T_0/(\tau+t_0)$$

حيث:

$T_0$ : فترة أخذ العينة و التي تساوي ( $1/\text{sampling rate} = 1/f_s$ )  
 $\tau$ : عرض النبضة و يمثل الفترة الزمنية الفعلية التي تحتلها النبضة خلال عملية أخذ العينة.

$t_0$ : الفترة الزمنية الفاصلة بين نبضتين متجاورتين.

فيمكن القول أن العلاقة عكسية بين:

1. عدد القنوات و معدل التجزئة  $f_s$ .
2. عدد القنوات و عرض النبضة  $\tau$ .

فمنستطيع زيادة عدد القنوات الممزوجة إذا صغرنا عرض النبضة  $\tau$  و لكن ذلك سيؤدي إلى زيادة عرض النطاق BW ، فلا بد أن تؤخذ هذه المسألة في الحسبان عند تصميم المازج.

مثال 1: تمت عملية التجميع TDM لـ 24 قناة صوتية، و كان معدل عينات كل من هذه القنوات يساوي 8 KHz. لحسب:

1. سرعة دوران الدوار Commutator في كل من المرسل و المستقبل لهذا النظام.

2. معدل عينات إشارة التجميع الناتجة في هذا النظام.

للحل:

1. ان سرعة الدوار في المرسل يجب أن تكافئ معدل العينات

للإشارة الولدة، و بالتالي:

$$\text{Speed}_{\text{transmitter}} = f_s = 8 \text{ KHz}$$

كما يجب أن تساوي سرعة الدوار للمستقبل مثيلتها في المرسل و

بنفس التزمن:

$$\text{Speed}_{\text{receiver}} = \text{speed}_{\text{transmitter}} = 8 \text{ KHz}$$

2. ان معدل العينات للإشارة الممزوجة الناتجة يعتمد على كل

من عدد القنوات و معدل عينات القناة للولدة، و بالتالي:

$$\begin{aligned} f_{s(\text{max})} &= n * f_s \\ &= 24 * 8 \text{ KHz} = 192 \text{ KHz} \end{aligned}$$

مثال 2: في نظام للتجميع الرقمي TDM يتم دوران الدوار

commutator بتردد 10 KHz. و يستمر أخذ العينة الولدة

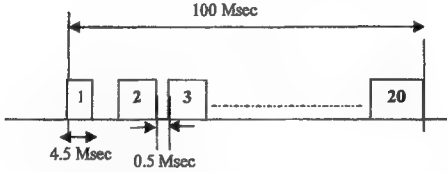
لمدة 4.5  $\mu\text{sec}$ .

1. ما هو أكبر عدد من القنوات التي يمكن تجميعها في هذا النظام إذا كانت الفترة الزمنية الفاصلة بين نبضتين متجاورتين يجب أن لا تقل عن  $0.5 \mu\text{sec}$  ؟
2. بناء على عدد القنوات الناتج من الفرع السابق، ما هو معدل العينات للإشارة للمزوجة للناتجة ؟

الحل:

1. لحساب عدد القنوات يجب أولاً إيجاد فترة العينة  $T_s$ :  

$$T_s = 1/f_s = 1/10 \text{ KHz} = 100 \mu\text{sec}$$
لنمثل الآن للمعطيات المتوفرة لدينا بالرسم للتوضيح:



و بالقانون نستطيع حساب عدد القنوات الممكن تجميعها فنحصل على:

$$\begin{aligned} \text{No. of channels} &= T_s / (t_r + t_o) \\ &= 100 * 10^{-6} / (4.5 + 0.5) * 10^{-6} \\ &= 20 \text{ channels} \end{aligned}$$

2. بما أن عدد القنوات الناتج يساوي 20 قناة، فإنه من المتوقع أن يكون معدل العينات للإشارة للناتجة أكبر 20 مرة من المعدل الأولي وفقاً للعلاقة:

$$\begin{aligned} f_{s(max)} &= n * f_s \\ &= 20 * 10 \text{ KHz} = 200 \text{ KHz} \end{aligned}$$

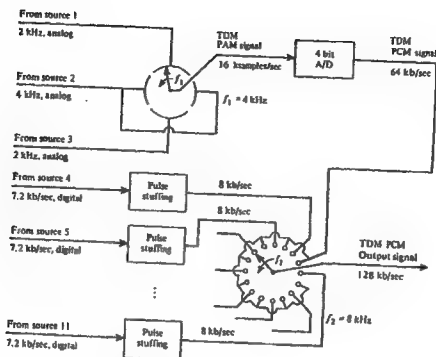
### 3-3 تجميع القنوات غير المتشابهة

عندما كانت سرعة الدوار commutator مساوية لمعدل العينات القنوات الداخلة إليه، كان من المضمون للحصول على عينة واحدة من كل قناة خلال الدورة الواحدة للعكس مما يحقق لكل منها المعدل المطلوب. لكن إذا لم يتساوى معدل العينات للقنوات الممزوجة فكيف يمكن الحصول على عينات كل قناة بالمعدل الخاص بها و المختلف عن معدل عينات قناة أخرى بالرغم من أن سرعة الدوار ثابتة ؟

إن تحقيق ذلك ممكنا باتباع أحد أسلوبين:

#### 3-3-1 الأسلوب الأول:

استخدام buffer لتخزين قيمة العينات و تأخيرها ثم فرزها وفقا لمعدل ثابت بحيث تتناغم مع معدل عينات باقي القنوات، و هي الطريقة المستخدمة في شبكات الحاسوب و في الكثير من أنظمة الاتصالات الرقمية. إن هذه الطريقة فعالة عندما تحتوي معدلات العينات على اختلافات. يعرف هذا النوع من التجميع بالتجميع غير المترامن (asynchronous multiplexing). و الشكل التالي يوضح استخدام buffers لتجميع قناتين، إحداهما لها معدل عينات  $f_{s1}=10\text{KHz}$  و الثانية لها معدل عينات  $f_{s2}=20\text{ KHz}$ ، فيتم ربط الإشارة الأولى مباشرة إلى الدوار أما الإشارة الثانية فيتم ربطها أولا إلى Buffer لتخزين عينات منها و إمداد الدوار بها عند الطلب:



من المهم عند تصميم النظام أن يوفر الصائل Buffer دائما العينات للإرسال عندما تطلبها القناة (عند وصول المفتاح الإلكتروني لموقع هذه القناة)، و يتطلب هذا الأمر أحيانا إدراج عينات فارغة لغرض حشو الفراغات عندما يكون buffer خالي من العينات، و تسمى هذه العينات بعينات الحشو stuffing samples. و من جهة أخرى يجب أن يكون حجم buffer كبير بشكل كافي بحيث لا يحدث فيض في العينات (overflow).

يتم استخدام buffer أيضا عندما يتم إرسال المصادر المتعددة بشكل غير تزامني asynchronously. و ان تحديد حجم buffer الواجب استخدامه يتطلب تحليل في الاحتمالات. و يدعى المازج في هذه الحالة بالمازج الساكن static multiplexer (stat MUX). و يمثل المازج الساكن تقنية أكثر فعالية لمزج اللقنوات. و لكن من جهة أخرى، يوجد جانب سلبي لهذا المازج و هو ضرورة إعطاء تعريف بالمستخدم user ID لإشارة المعلومات كونها لا

تعامل بمعدل عينات منتظم. أما إذا كانت القنوات متزلزلة و العينات منها تؤخذ بمعدلات منتظمة، فإن المازج الساكن static MUX لا يعد الحل المثالي لهذا النظام. فتعد هذه الطريقة الأكثر فعالية من حيث تعادل القناة، و هي من جهة أخرى الطريقة الأكثر كلفة.

### 3-3-2 الأسلوب الثالث:

تتضمن التقنية الثالثة لمزج القنوات ذات معدلات العينات المختلفة استخدام عاكسات فرعية خاصة sub- and super commutation. إن استخدام هذه التقنية يتطلب أن تكون معدلات القنوات من مضاعفات معدل أساسي، و لتحقيق هذا الشرط قد نقوم أحيانا إلى أخذ عينات بعض الإشارات بمعدل أعلى مما هو مقرر لها فيما لو لم نرغب بتجميعها مع غيرها من القنوات. مثال على ذلك، لو أردنا تجميع إشارتين إحداهما ذات معدل عينات 7.5 KHz و الأخرى ذات معدل عينات 16 KHz، فلا بد من جعلهما من مضاعفات الأساس نفسه و بالتالي سيتم أخذ عينات القناة الأولى بمعدل 8 KHz لتحقيق ذلك، أي أننا رفعنا من معدلها لنتمكن من مزجها مع القناة الثانية.

إن تقنية استخدام sub- and supercommutation تعتبر تقنية بسيطة، حيث يوجد أكثر من عاكس في النظام بحيث يدور بسرعة تناسب معدل عينات عدد من القنوات، أما القنوات التي لها معدل عينات أكبر من تلك السرعة فيتم ربطها بأكثر من شق من ذلك الدوار و على مسافات متساوية لضمان أخذ عدد العينات المطلوب منها خلال دورة الدوار دورة واحدة كاملة (تقنية supercommutation). تبقى للقنوات ذات معدل العينات الأصغر من سرعة الدوار الأساسي، تلك يتم ربطها إلى عاكس ثانوي ذو سرعة دوران صغيرة و يتم ربط الإشارة الناتجة من تجميع قنوات هذا الدوار الثانوي إلى شق واحد من

شقوق الدوائر الأساسي بحيث يتم أخذ عينات من القنوات المربوطة إلى الدوائر الثانوي في كل دورة واحدة للعكس الأساسي (تقنية subcommutation).  
مثال على استخدام هذه التقنية، إذا رغبتنا بالتجميع TDM للـ 44 قناة التالية:

قناة واحدة ذات معدل عينات 80 KHz

قناة واحدة ذات معدل عينات 40 KHz

18 قناة ذات معدل عينات 10 KHz

10 قنوات ذات معدل عينات 1250 Hz

16 قناة ذات معدل عينات 625 Hz

إن جميع القنوات تحقق الشرط حيث أن معدلات العينات جميعها من مضاعفات رقم واحد و هو 625 Hz. ولنختار التردد 10 KHz للتردد الأساسي لتحديد دوران الدوائر الرئيسي (ليدور 10 آلاف مرة في الثانية الواحدة). فيمكن وصل القنوات 18 ذات معدل عينات 10 KHz بحيث تربط كل من هذه القنوات إلى شق واحد من شقوق عجلة الدوائر، و بالتالي كل ما أتمت العجلة دورة كاملة تؤخذ عينة واحدة من كل قناة من هذه القنوات الثمانية عشر. أما بالنسبة للقناة ذات معدل العينات 40 KHz، فيجب أن يتم ربطها إلى عجلة الدوائر الرئيسي بحيث يتم أخذ العينات منها أربعة مرات في الدورة الواحدة (لأن معدل دوران العجلة 10 KHz فقط) و يجب أن تؤخذ منها العينات بشكل منتظم و لذلك يتم ربطها إلى 4 شقوق على أبعاد متساوية كما هو موضح في الشكل التالي (الشقوق 4، 12، 20، 28).

كذلك الأمر بالنسبة للقناة ذات معدل العينات 80 KHz، فيجب أن يتم ربطها إلى عجلة الدوائر الرئيسي بحيث يتم أخذ العينات منها ثمانية مرات في الدورة الواحدة (لأن معدل دوران العجلة 10 KHz فقط) و يجب أن تؤخذ منها

العينات بشكل منتظم و لذلك يتم ربطها إلى 8 شقوق على أبعاد متساوية كما هو موضح في الشكل التالي (الشقوق 2، 6، 10، 14، 18، 22، 26، 30).

أما بالنسبة للقنوات الثمانية ذات معدل العينات 1250 Hz (أصغر من دوران العجلة الأساسية)، فلا يمكن وصلها مباشرة إلى العجلة الأساسية ذات التردد العالي و إنما يتم وصل كل قناة منها إلى شق من عجلة ثانوية ذات سرعة دوران 1250 دورة في الثانية (sub- commutation)، و بحساب إشارة التجميع الناتجة من هذه العجلة الثانوية نجد أنها تساوي:

$$f_{s(max)} = n * f_s = 8 * 1250 = 10 \text{ KHz}$$

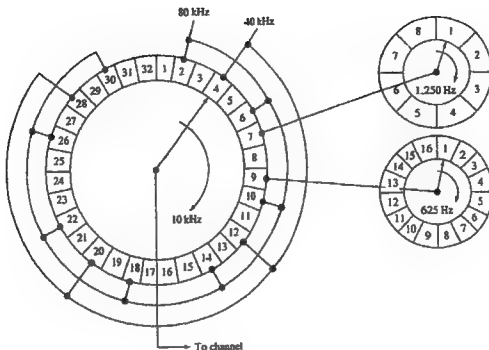
و بناء على ذلك يمكن ربط إشارة التجميع الناتجة من تلك العجلة الثانوية إلى أحد خلايا العجلة الرئيسية ( و ليكن الشق رقم 7) كما هو موضح في الشكل التالي.

لسم يتبقى غير القنوات 16 ذات معدل العينات 625 Hz (أصغر من دوران العجلة الأساسية)، فسوف يتم التعامل معها كمثلاثتها (ذات التردد 1250 Hz) و ذلك بوصل كل قناة منها إلى شق من عجلة ثانوية ذات سرعة دوران 625 دورة في الثانية (sub- commutation)، و بحساب إشارة التجميع الناتجة من هذه العجلة الثانوية نجد أنها تساوي:

$$f_{s(max)} = n * f_s = 16 * 625 = 10 \text{ KHz}$$

و بناء على ذلك يمكن ربط إشارة التجميع الناتجة من تلك العجلة الثانوية إلى أحد خلايا العجلة الرئيسية ( و ليكن الشق رقم 9) كما هو موضح في الشكل التالي.





ان الحياة ليست دائما بهذه البساطة ، معدلات العينات للقنوات المعطاة في المثال السابق كانت من نفس المضاعف و لم نحتاج إلى التقريب. و من جهة أخرى يجب حساب عدد خلايا العجلات (سواء الرئيسية أو الفرعية) بشكل دقيق ليتماشى مع معدلات القنوات المعطاة بأفضل صورة. كما لا بد من تحديد دقيق للخلايا التي يتم ربط للعجلات الثانوية إليها بحيث تحقق المسافات بينها عدد العينات المطلوب بشكل منتظم لكل دورة من دوران العجلة، و كما في المثال السابق، نلاحظ حاجتنا أحيانا لاستخدام عجلات دوران بعدد خلايا أكبر من الحد الأدنى المطلوب لتحقيق هذا الغرض.

#### 4-3 نظم T-1 Carrier

ان الفترة التي فصلت بين اكتشاف تعديل PCM و تمثيله عمليا كانت أكثر من 20 سنة بسبب عدم توفر أجهزة مفاتيح التحويل (switches) المناسبة.

فالأنابيب المفرغة ( vacuum tubes ) كانت تمثل الأجهزة المتوفرة قبل الترانزيستورات، و التي تتصف بالضخامة و تبديد الطاقة بشكل حرارة بالإضافة لكونها رخيصة. و بالتالي كانت الأنظمة التي تستخدم تلك الأنابيب كبيرة و مائلة إلى الإفراط في الحرارة. لذلك تأخر تنفيذ أنظمة PCM حتى اختراع الترانزيستور الذي يتميز، على خلاف الأنابيب المفرغة، بصغر الحجم و الاستهلاك البسيط للطاقة و سرعة التحويل (لأقرب ما يكون إلى مفتاح التحويل النموذجي).

تصادف أن تزامن هذا الاكتشاف مع تزايد الطلب على خدمات التليفونات، و تنامي عدد الخطوط لدرجة حدوث حمولة زائدة في خطوط بعض المدن الكبيرة. و لم يكن عمليا حل هذه المشكلة بمد كوابل جديدة تحت الأرض لعدم توفر حيز لذلك (انشغال الحيز المتبقي بالخدمات الصحية و لأنابيب المياه و الغاز و غيرها من الخدمات). بالإضافة إلى أن إعادة حفر الشوارع لمد تلك الكوابل أمر غير مجيد.

تمت محاولة ضيقة لحل هذه الأزمة بواسطة تقنية تقسيم التردد frequency Division Multiplexing (FDM)، و التي مرت معنا سابقا، لعدد من القنوات الصوتية المعلقة تعديل سعوي AM. و لكن ظهرت مساوئ عدة لهذه المحاولة، فقد كانت الكوابل مصممة أصلا لقنوات صوتية لا تتعدى 4 KHz و كان مستوى التشويش في الترددات العالية المتجمع عالي و الأهم أن تدخل الحديث cross talk بين القنوات المتجاورة كان ذو مستوى غير مقبول. و بالرغم من أن عرض النطاق الذي يحتاجه نظام PCM أكبر عدة مرات من عرض النطاق المطلوب لنظام FDM إلا أن حل تلك المشكلة تم من خلاله لما له من مميزات في جوانب أخرى. فالمولدات المعيدة المتقاربة في نظام PCM تستطيع العمل بشكل مرضي في خطوط الترددات العالية ذات

الأداء المنخفض و بوجود التشويش أيضا. و تقوم المولدات المعيدة، و الموضوعية بشكل متجاور على مسافات 6000 قدم، بتقنية الإشارة و إعادة توليد النبضات الجديدة من النبضات المشوشة المستقبلية.

ان هذا باختصار تاريخ نظام T-1 Carrier من شركة Bell. حيث يتم استخدام زوج من الأسلاك، الذي كان ينقل إشارة صوتية بعرض نطاق 4 KHz، لنقل 24 قناة تليفونية صوتية ممزوجة بواسطة تقنية التجميع Time Division Multiplexing PCM و بعرض نطاق كلي 1.544 MHz ( نلاحظ من هذا الرقم كبر عرض النطاق المطلوب لنظام PCM).

يتم ربط كل قناة من القنوات 24 إلى واحدة من خلايا عجلة اللوآر commutator ليتم أخذ العينات منها بالترتيب و بسرعة دوران ثابتة و بمعدل نايكويست:

$$f_s = 2 * f_m = 2 * 4 K = 8 K \text{ samples /sec}$$

و تمثل الإشارة الخارجة من commutator إشارة التجميع TDM- PAM (يتم فتح هذا المفتاح الإلكتروني بشكل دوري بنبضات ضيقة جدا (بعرض نبضة يساوي 2 μsec))، حيث لم يتم حتى الآن تشفير تلك العينات إلى شفرة ثنائية لكي نطلق عليها إشارة PCM. حيث يتم تحويل كل 24 عينة إلى إطار يتكون من 192 نبضة زائد نبضة إضافية واحدة فقط (framing bit) التي توضع في آخر كل إطار، فيصبح المجموع الكلي لنبضات الإطار 193 نبضة. و تتم هذه الإضافة لأنه من الضروري للمستقبل receiver أن يتأكد من بداية كل إطار لفصل نبضات المعلومات بشكل صحيح. و الزمن اللازم لإرسال الإطار يساوي:

$$T = 1/R = 1/8K = 125 \mu\text{sec}$$

و معدل عينات الإشارة الخارجة من العجلة (و الداخلة للمشفر

(Encoder) يساوي:

$$f_{s(max)} = n * f_s$$

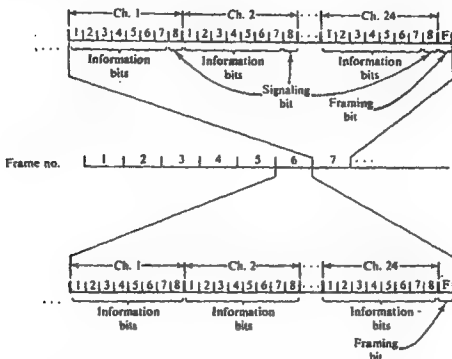
$$= 24 * (2*4) \text{ KHz} = 192 \text{ K samples/sec}$$

$$f_{s(out)} = n * f_{s(in)}$$

$$= 8 \text{ (b/sam)} * (192+1) \text{ (K sam/s)} = 1.544 \text{ Mbits/sec}$$

و للشكل التالي يبين الهيئة العامة للإطار الواحد في نظام T-1 Carrier

System



و من للملاحظ أن بعض النبضات المرسل لا تمثل معلومة عن القناة الصوتية و إنما تم حجزها لأغراض مخصصة، و منها:

1. نبضات الإطار framing bits : و التي نلاحظها في الشكل السابق بالحرف "F"، و تضاف إلى نهاية الإطار ليتمكن المستقبل من فصل نبضات المعلومات بشكل صحيح. و لا بد من تمييز نبضات الإطار عن نبضات المعلومة و لتحقيق ذلك يتم اختيار تتابع معين خاص لتمثيلها لا يمكن حدوثه في الإشارة للصوتية. مثال على هذا التتابع:

101010... الذي يستحيل حدوثه في إشارة صوتية speech signal لأنه يحتوي التردد 4 KHZ و الذي يتم تصفيته من الإشارة قبل تجزئتها بواسطة مصفى تمرير ترددات منخفضة LPF بتردد قطع  $f_c = 3.4$  KHZ ( الغرض من هذا المصفى للتخلص من Aliasing Error).

و ما يحدث في المستقل أنه يتم فحص نبضات الإطار المستلمة، فإن لم تكن متبوعة بعينة نبضات الإطار المتلق عليها فسيتم فقدان التزامن. و يستغرق الأمر من 0.4 msec إلى 6 msec للكشف عن فقدان التزامن و 50 msec و في أسوأ الحالات لإعادة استنباط الإطار.

2. نبضات التأشير أو الإعلان Signaling pulses: عند إرسال القناة التليفونية ليس الضروري فقط إرسال الصوت و إنما من الضروري أيضا إرسال البيانات المتعلقة بطلب المكالمة dial pulses، كإشارة on-hook و إشارة off-hook. ففي نظام T-1 Carrier الأولي حيث عدد مستويات التكميم يساوي  $L=128$  فإن تمثيل العينة يتم بـ 7 نبضات فقط أما النبضة الثامنة فيتم استخدامها للتأشير، فيتم حجز أقل النبضات وزنا (least significant bit (LSB)) كل 6 إطارات لإرسال هذه المعلومة (أي الإطار رقم 1، 7، 13، 19.. الخ) كما هو مبين في الشكل السابق. و هذا يعطي معرفة مسبقة بحدوث خطأ في تلك النبضات المرمقة (LSB) بالنبضة الثامنة من كل قناة.

فالحصيلة النهائية للنبضات في كل إطار رقمه من مضاعفات الرقم 6 هي:

نبضات المعلومات information bits :  $24 \times 7 = 168$  bits  
 نبضات الإطار framing bits : 1 bit  
 نبضات التأشير signaling bits :  $24 \times 1 = 24$  bits ، و تأخذ بمعدل يساوي:  
 $8000/6 = 1333$  bit/sec  
 أما عن الحصلة النهائية للنبضات في باقي الإطارات فهي:  
 نبضات المعلومات information bits :  $24 \times 8 = 192$  bits  
 نبضات الإطار framing bits : 1 bit

نبضات التأشير signaling bits : لا يوجد.

بعد تقديم شركة Bell لنظام T-1 Carrier في الولايات المتحدة، تم اقتراح و تبني العديد من التغيرات عليه، و لكن مؤسسة CCITT للاتصالات وضعت مقاييس محددة للنظام بحيث يجمع 30 قناة بمعدل نبضات 2.048 Mbit/sec (توافقاً مع المعدل 1.544 Mbit/sec و القنوات 24) و التضغيط من نوع u-Law. ان نظام 30 قناة مستخدم في كل أنحاء العالم ماعدا الولايات المتحدة و اليابان لأن النظام فيهما قبل أن يتم وضع تلك المقاييس (كما يتم استخدام نظام التضغيط من نوع A-Law فيهما).

و في ما يلي جدول يوضح أهم الفروق بين القيم المحسوبة في نظام 24 قناة عن مثيلاتها في نظام 30 قناة (القياسية):

القيمة	نظام 24 قناة	نظام 30 قناة
عدد القنوات المجمعة	24	30
معدل أخذ العينات $f_s$ في commutator	8 Ksample/sec	8 Ksample/sec
عدد نبضات المعلومة في الإطار الواحد	192 bits	240 bits

عدد نبضات التأشير و الإطار لكل إطار	1 bits	16 bits
عدد النبضات الكلي في الإطار الواحد	193 bits	256 bits
الزمن اللازم لإرسال الإطار	125µsec	125µsec
عدد النبضات المشفرة للعينة الواحدة	8 bits	8 bits
معدل النبضات الخارجة من المشفر	$(193 \times 8K) = 1.544$ Mbit/sec	$(256 \times 8K) = 2.048$ Mbit/sec

\*\* ان القيمة التي يجب أن لا تغيب عن الذهن أذا هي معدل إرسال للقناة الصوتية للوحدة، فتردها يساوي:

$$f_m = 4 \text{ KHz}$$

و بالتالي فان معدل أخذ العينات منها يساوي ضعف هذا الرقم (بحسب نظرية نايكويست):

$$f_s = 2 * f_m = 2 * 4K = 8000 \text{ samples/sec}$$

و كل عينة يتم تشفيرها في كلمة رقمية مكونة من 8 نبضات، و بالتالي يصبح المعدل النهائي لإرسال القناة للصوتية للوحدة الخارجة من المشفر:

$$f_{s(out)} = n * f_{s(in)} = 8 * 8000 = 64 \text{ Kbits/sec}$$

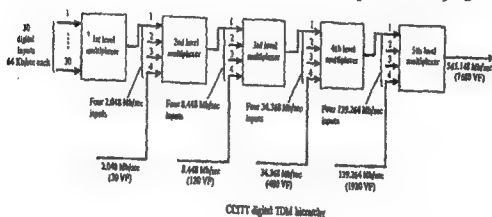
### 5-3 درجات التجميع العليا

في الواقع، يوجد تصنيفين من المجمعات (Multiplexer). الفئة الأولى تستخدم لتجميع القنوات ذات معدل بيانات منخفضة (أقل من 4800 bits/sec)

لنكون منها إشارة واحدة ذات معدل أعلى (لحد 9600 bits/sec) التي يتم في آخر الأمر إرسالها عبر قنوات صوتية.

الفئة الثانية من المجمعات تعمل على معدلات أعلى من الأولى بكثير. و ذلك بتكوين طبقات (أو درجات أو مستويات) أعلى من الإشارة للمجموعة في خطوة سابقة. و هذا ما يدعى بالتجميع ذو الدرجات العالية.

فتجميع الإشارات الرقمية في مستويات (digital hierarchy) للموصى به من CCITT (النظام T-1 Carrier المعياري المؤلف من 30 قناة صوتية) موضح في الشكل التالي:



فالإطار النهائي يتكون من 30 شريحة زمنية ، و كل واحدة من هذه الشرائح تتكون من 8 أجزاء. من القواعد الأساسية لتقسيم الإطار الأساسي (و الذي يتكون بدوره من عدد من الإطارات للجزئية) ذو درجة عليا:

1. تأتي كلمة التسوية في بداية كل إطار.
2. لغرض المحافظة على التزامن قد تضاف 4 أجزاء للإطار و تسمى أجزاء التصحيح، كما تضاف 4 أجزاء تأشير التصحيح للتحقق من الحاجة لأجزاء التصحيح. نلاحظ أن عدد الأجزاء المضافة هو 4 دائما



و ذلك لأن 4 من السيول يتم تجميعها لإنتاج ميل واحد لكل درجة من درجات التجميع كما هو موضح في الشكل السابق.

3. يتم تكرار أجزاء مؤشرات التصحيح 3 مرات في أنظمة 8 Mbit/sec و أنظمة 34 Mbit/sec. بينما تكرر 5 مرات في أنظمة 140 Mbit/sec.

4. يتحدد عدد الإطارات الجزئية في الإطار الأساسي وفقا للعلاقة التالية:

عدد الإطارات الجزئية = عدد مرات تكرار أجزاء مؤشرات التصحيح + 1  
مثال: ما عدد الإطارات الجزئية في أنظمة 8 Mbit/sec ؟

الحل:

عدد الإطارات الجزئية = عدد مرات تكرار أجزاء مؤشرات التصحيح + 1

$$= 1 + 3 = 4 \text{ إطارات جزئية.}$$

5. توزع أجزاء الإطارات الجزئية في مجموعات يتكون كل منها من 4 أجزاء. و تتكون الإطارات الجزئية من:

أ. كل من كلمة تمويه الإطار، أجزاء للخدمة و سلسلة أجزاء المعطيات في الإطار الجزئي الأول (بالترتيب المذكور).  
ب. كل من 4 أجزاء لمؤشرات التصحيح و سلسلة أجزاء المعطيات في مجموعات من 4 أجزاء في الإطارات الجزئية التالية (بالترتيب المذكور).

ج. كل من 4 أجزاء لمؤشرات التصحيح تليها 4 أجزاء لمؤشرات التصحيح أخرى عند الضرورة (و عند عدم الضرورة لذلك يتم حجزها لإرسال 4 أجزاء من المعطيات)، ثم سلسلة أجزاء

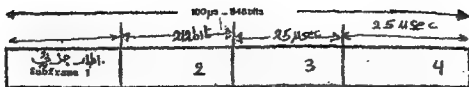
المعطيات في مجموعات من 4 أجزاء في الإطارات الجزئية الأخيرة .

و لنحل الآن الإطار الكلي الخاص بالتجميع من الدرجات العليا المختلفة (و قد سبق في مواضيع سابقة أن تطرقنا الى التجميع من الدرجة الأولى الذي يتم فيه مزج 30 أو 24 قناة).

### 3-5-1 التجميع من الدرجة الثانية

من الشكل السابق نلاحظ أن 4 سيول من الأجزاء ذات المعدل 2.048 Mbit/sec (و الناتجة من تجميع 30 قناة لكل منها كما مر معنا سابقاً)، يتم مزجها في مجمع من الدرجة الثانية للحصول على سيل واحد بمعدل 8.448 Mbit/sec. و من المتوقع في الطرف الثاني من نظام الاتصال أن يتم إعادة توزيع هذا السيل الى أصوله الأربعة ذات المعدل الأصغر.

كما وجدنا سابقاً، يوجد 4 من الإطارات الجزئية لهذا النظام (لأن عدد أجزاء مؤشرات التصحيح يساوي 3). و عدد النبضات (الأجزاء) في كل إطار يساوي 848 نبضة لفترة إطار كاملة تساوي  $100 \mu\text{sec}$  . و تقسم هذه الفترة الزمنية بالتساوي على الأجزاء الأربعة، و بالتالي فإن الفترة للزمنية المخصصة لكل إطار جزئي من الإطارات الجزئية الأربعة تساوي  $100 \mu\text{sec} / 4 = 25$  (μsec). كما أن عدد النبضات الكلية يقسم بالتساوي على الإطارات الجزئية الأربعة و بالتالي فإن عدد النبضات (الأجزاء) المخصصة لكل إطار جزئي منها يساوي  $(212 \text{ bits} / 4 = 848 \text{ bits})$ . و الشكل التالي يبين تمثيل بالرسم لهذه القيم:



يمكن حساب معدل إرسال النبضات وفقا للقانون التالي:

معدل إرسال النبضات = عدد النبضات للمرسلة في الثانية الواحدة

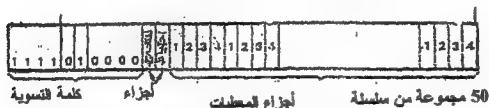
$$= 1 \div \text{زمن النبضة الواحدة}$$

$$= (100\mu\text{sec}/848) \div 1 =$$

$$8.448 \text{ Mbit/sec} = 117 \text{ nsec} \div 1 =$$

قيمة التفاوت المسموح به لهذا المعدل يساوي 253 Hz.

ذكرنا سابقا أن كلمة التسوية تأتي في بداية الإطار الكلي و تتكون هنا من 10 أجزاء تليها أجزاء الخدمة (الجزء الأول للتحذير و الثاني احتياط و يحتوي النبضة 1 في حال عدم العمل) . و بعدها تأتي سلسلة النبضات التي تحمل المعلومات و تعتمد قيمتها على استخدام أو عدم استخدام 4 نبضات لغرض التصحيح مما يجعل عدد نبضات المعلومات يتراوح بين 820 إلى 824. و الشكل التالي يبين محتويات الإطار الجزئي الأول من الإطار الكلي لنظام تجميع من الدرجة الثانية ذو معدل 8.488 Mbit/sec:



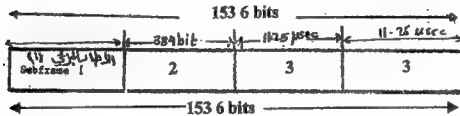
لما الإطارين الجزئيين الثاني و الثالث فلا أثر فيهما لكلمة التسوية و إنما نجد نبضات خاصة بمؤشرات التصحيح. و الشكلين التاليين يبينان محتويات كل من هذين الإطارين:

محتويات الإطار الجزئي الثاني و الثالث:



الطسرف الثاني من نظام الاتصال أن يتم إعادة توزيع هذا السيل الى أصوله الأربعة ذات المعدل الأصغر.

كما وجدنا سابقا، يوجد 4 من الإطارات الجزئية لهذا النظام (لأن عدد أجزاء مؤشرات التصحيح يساوي 3). و عدد النبضات (الأجزاء) في كل إطار يساوي 1536 نبضة لفترة إطار كاملة تساوي  $45 \mu\text{sec}$ . و تقسم هذه الفترة الزمنية بالتساوي على الأجزاء الأربعة، و بالتالي فإن الفترة الزمنية المخصصة لكل إطار جزئي من الإطارات الجزئية الأربعة تساوي  $45 \mu\text{sec}/4 = 11.25 \mu\text{sec}$ . كما أن عدد النبضات الكلية يقسم بالتساوي على الإطارات الجزئية الأربعة و بالتالي فإن عدد النبضات (الأجزاء) المخصصة لكل إطار جزئي منها تساوي  $(1536 \text{ bits} / 4 = 384 \text{ bits})$ . و الشكل التالي يبين تمثيل بالرسم لهذه القيم:



يمكن حساب معدل إرسال النبضات هنا أيضا وفقا للقانون المعطى في المجمع من الدرجة الثانية :

معدل إرسال النبضات = عدد النبضات المرسل في الثانية الواحدة

$$= 1 \div \text{زمن للنبضة الواحدة}$$

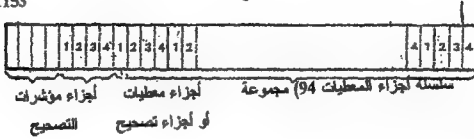
$$= (45 \mu\text{sec} / 1536) \div 1 =$$

$$= 34.133 \text{ Mbit/sec}$$

حيث أن عدد مؤشرات التصحيح لهذا النظام تساوي 3 أيضا فإن عدد الإطارات الجزئية ستساوي 4. و كما الإطار الجزئي في المجمع من الدرجة

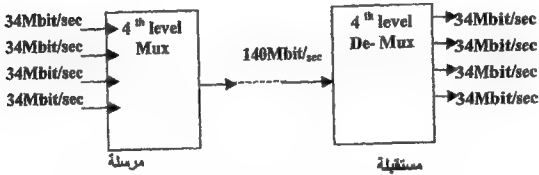


## محتويات الإطار الجزئي الرابع:



## 3-5-3 التجميع من الدرجة الرابعة

الشكل التالي يبين المخطط للصندوق لكل من مرحلة و مستقبلية لنظام التجميع الرقمي من الدرجة الرابعة:



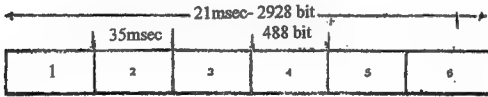
نلاحظ أن 4 سبيل من الأجزاء ذات المعدل 34 Mbit/sec (أو الناتجة من مجمع من الدرجة الثالثة)، يتم مزجها في مجمع من الدرجة الرابعة للحصول على سبيل واحد بمعدل 140 Mbit/sec. ومن المتوقع في الطرف الثاني من نظام الاتصال أن يتم إعادة توزيع هذا السبيل إلى أصوله الأربعة ذات المعدل الأصغر.

من معرفتنا بعدد مرات تكرار أجزاء مؤشرات التصحيح لهذا النظام (و التي تساوي 5) يمكننا حساب عدد الإطارات الجزئية المكونة للإطار الكلي:

عدد الإطارات الجزئية = عدد مرات تكرار أجزاء مؤشرات التصحيح + 1

$$6 = 1 + 5 = \text{6 إطارات جزئية.}$$

عدد النبضات (الأجزاء) في كل إطار يساوي 2928 نبضة لفترة إطار كاملة تساوي  $21 \mu\text{sec}$ . و تقسم هذه الفترة للزمنية بالتساوي على الأجزاء الستة، وبالتالي فإن الفترة للزمنية المخصصة لكل إطار جزئي من الإطارات الجزئية الأربعة تساوي  $(21 \mu\text{sec} / 6 = 3.5 \mu\text{sec})$ . كما أن عدد النبضات الكلية يقسم بالتساوي على الإطارات الجزئية الأربعة و بالتالي فإن عدد النبضات (الأجزاء) المخصصة لكل إطار جزئي منها تساوي  $2928 \text{ bits} / 6 = 488 \text{ bits}$ . و الشكل التالي يبين تمثيل بالرسم لهذه القيم:



يمكن حساب معدل إرسال النبضات على النحو التالي :

معدل إرسال النبضات = عدد النبضات المرسل في الثانية الواحدة

$$= 1 \div \text{زمن النبضة الواحدة}$$

$$= (21 \mu\text{sec} / 2928) \div 1 =$$

$$7 \text{nsec} \div 1 =$$

$$139.264 \text{ Mbit/sec} =$$

قيمة التفاوت المسموح به لهذا المعدل يساوي 2089 Hz.

ان كل إطار لا يحتوي 2928 bits و إنما تتراوح قيمة النبضات في الإطار الواحد بين 2928 و 2888 نبضة تبعاً لعدد أجزاء التصحيح المستخدمة.



يبين من الاختلافات الملاحظة الأخرى بين هذا النظام و النظامين

السابقين:

1. كلمة للتسوية تأتي في بداية الإطار الكلي و تتكون من 12

جزء.

2. عدد أجزاء الخدمة 4 أجزاء: للجزء الأول منها للتحضير، و

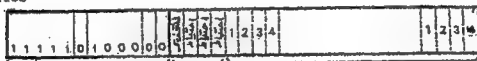
الأجزاء المتبقية تكون احتياطية و تكون قيمة محتوياتها 1 في

حالة عدم الاستخدام.

لشكل التالي يبين محتويات الإطار الجزئي الأول من الإطار الكلي

نظام تجميع من الدرجة الرابعة :

1153



كلمة التسوية

خدمة

سلسلة أجزاء المعطيات (118) مجموعة

أما الشكل التالي فيبين محتويات الإطار الجزئي من الثاني إلى الخامس

(قبل الأخير):

489 (الثاني)

976 (الثاني)

977 (الثالث)

1464 (الثالث)

1465 (الرابع)

1952 (الرابع)

1953 (الخامس)

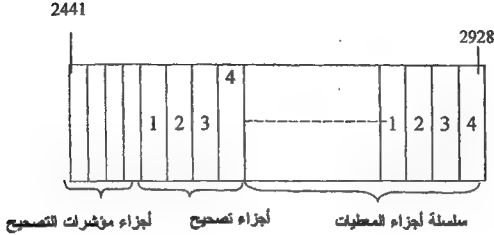
2440 (الخامس)



أجزاء مؤشرات التصحيح

سلسلة أجزاء المعطيات (12) مجموعة

أما للشكل التالي فيبين محتويات الإطار الجزئي الأخير:

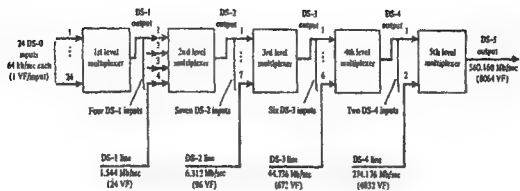


و الجدول التالي يعطي ملخص لمحتويات الإطار لنظام 140 Mbit/sec .

ترقيم النبضات	الوصف	رقم الإطار الجزئي
من 1 إلى 12	إشارة التزامن (التسوية) للإطار	1
13	نبضة الخدمة الأول (للتحذير)	
من 14 إلى 16	نبضات الخدمة الثانية (للاحتياط)	
من 17 إلى 488	نبضات المعلومات من القنوات المجمعة	
1	نبضة التأشير للقناة الأولى	2
2	نبضة للتأشير للقناة الثانية	
3	نبضة للتأشير للقناة الثالثة	

4	نبضة التأشير للقناة الرابعة	
من 5 إلى 488	نبضات المعلومات من القنوات المجموعة	
	كما هو الحال في الإطار الجزئي الثاني	3
	كما هو الحال في الإطار الجزئي الثاني	4
	كما هو الحال في الإطار الجزئي الثاني	5
من 1 إلى 4	نبضة التأشير للقناة	6
من 5 إلى 8	نبضة التأشير للقناة	
من 9 إلى 488	نبضات المعلومات من القنوات المجموعة	

ان للقنوات المجموعة لا يشترط أن تكون قنوات تليفونية صوتية و إنما  
أي إشارة لها معدل البيانات و الهيئة المناسبة لنقلها عبر هذه للقنوات للمجموعة.  
ان هذا الأسلوب فسي لتجميع هو المعتمد من قبل Consultative  
Committee on International Telephony and Telegraphy (CCITT) و هو المستخدم في أوروبا و باقي دول العالم. أما في الولايات  
المتحدة و اليابان فيتم تجميع 24 قناة عوضا عن 30 قناة و المبين في الشكل  
التالي:



### أسئلة الوحدة الثالثة

- س(1) ما المقصود بالتجميع بتقسيم الزمن TDM ؟
- س(2) ارسم المخطط الصندوقي لكل من مرسل (transmitter) و مستقبل (receiver) لنظام التجميع (Time Division Multiplexing PAM).
- س(3) على ماذا تعتمد سرعة commutator في طرف المرسل؟
- س(4) ما المقصود بالتجميع الترددي (Frequency Division Multiplying FDM) ؟

- س(5) كيف يتم تجميع إشارات لها نفس المعدل  $f_s$  ؟
- س(6) ما الذي يحدد عدد القنوات المجمعة في النظام ؟
- س(7) ما نوع العلاقة بين:

1. عدد القنوات و معدل التجزئة  $f_s$ .
2. عدد القنوات و عرض النبضة  $\tau$ .

- س(8) تمت عملية التجميع TDM لـ 30 قناة صوتية، و كان معدل عينات كل من هذه القنوات يساوي 8 KHz. احسب:

1. سرعة دوران الدوار Commutator في كل من المرسل و المستقبل لهذا النظام.
2. معدل عينات إشارة التجميع للنتيجة في هذا النظام.

- س(9) فسي نظام للتجميع الرقمي TDM يتم دوران الدوار commutator بتردد 20 KHz. و يستمر أخذ العينة الواحدة لمدة  $2.5 \mu\text{sec}$ .

1. ما هو أكبر عدد من القنوات التي يمكن تجميعها في هذا النظام إذا كانت الفترة الزمنية الفاصلة بين نبضتين متجاورتين يجب أن لا تقل عن  $0.5 \mu\text{sec}$  ؟

2. بناء على عدد القنوات الناتج من الفرع السابق، ما هو معدل العينات

للإشارة الممزوجة الناتجة ؟

س(10) عند تجميع قنوات مختلفة للمعدل، كيف يمكن الحصول على عينات كل

قناة بالمعدل الخاص بها و المخطط عن معدل عينات قناة أخرى بالرغم

من أن سرعة الدوران ثابتة ؟

س(11) ما مميزات و مميزات طريقة buffer لتجميع القنوات المختلفة؟

س(12) ارسم مبينا جميع قيم معدلات التعديل للعجلات المستخدمة لتحقيق تجميع

القنوات التالية:

قناة واحدة ذات معدل عينات 39.5 KHz

قناتين ذات معدل عينات 20 KHz

12 قناة ذات معدل عينات 5 KHz

10 قنوات ذات معدل عينات 2.5 KHz

س(13) ما الذي أخر تطبيق أنظمة TDM عمليا بالرغم من اكتشافها نظريا؟

س(14) ارسم المخطط الصندوقي لنظام T-1 Carrier .

س(15) ما معدل إرسال القناة الصوتية للوحدة ؟

س(16) ما الفروق الأساسية بين نظام تجميع 24 قناة القياسي و نظام تجميع 30

قناة المستخدم سابقا في الولايات المتحدة و اليابان ؟

س(17) ما معدل الإشارة للمجموعة الناتجة من :

1. مجمّع من الدرجة الأولى.

2. مجمّع من الدرجة الثانية.

3. مجمّع من الدرجة الثالثة.

4. مجمّع من الدرجة الرابعة.

## الوحدة الرابعة



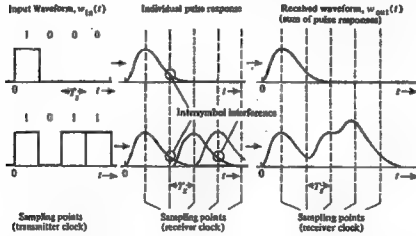




## تراسل حزمة النطاق الأساسي ومعالجتها

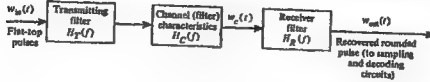
### 1-4 تداخل الرموز Intersymbol Interference

إن عرض النطاق المطلوب لإرسال الرموز ذات النبضات المتعددة المسطحة القمة flat-top يساوي مالا نهائية. فإذا تم نصفية هذه النبضات خلال نظام الاتصالات بشكل غير ملائم، فسوف تتعرض النبضات إلى التشتت في الزمن spread in time. وقد تتداخل نبضات الرمز ذات الشرائح الزمنية المتجاورة مما يسبب ما يسمى بتداخل الرموز Intersymbol Interference (ISI) و الموضح في الشكل التالي:



التساؤل الذي يطرح نفسه: إننا نسعى إلى تحديد عرض النطاق المطلوب للقناة الناقلة، ولكن بتحديد سوف يظهر ISI. فما الحل؟ بالتأكد أنه مع تحديد عرض النطاق سوف نتعامل مع نبضات ذات قمم منحنية عوضاً عن القمم المسطحة. ولقد قام العالم نايكويست باقتراح 3 حلول لهذه المشكلة سوف نتطرق لك في هذه الوحدة.

أولا يجب فهم ما نتعرض له للنبضة خلال إرسالها عبر خط الإرسال. و الشكل التالي يبين المخطط الصندوقي لنظام إرسال نبضات حزمة النطاق الأساسي baseband pulse:



Baseband pulse transmission system.

يمكن التعبير عن النبضات متعددة المستويات ذات القمم المسطحة بالعلاقة التالية:

$$w_{in}(t) = \sum a_n h(t - nT_s)$$

حيث

$h(t) = \Pi(t/T_s)$  و التي تمثل شكل النبضة للوحدة المربعة (ذات قمة مسطحة).

$a_n$ : قيمة المستوى (و في أنظمة الاتصالات الرقمية تأخذ إحدى قيمتين).  
ان النبضات التي سيتم استقبالها ان يكون لها نفس الشكل المربع الحاد بسبب ما نتعرض له خلال خط النقل. بحيث يكون الطيف الترددي للإشارة الساتجة حاصل ضرب الطيف الترددي للإشارة الداخلة في لاقتران الخصائص الانتقالية لخط النقل. و يمكن للتعبير عن الطيف الترددي للنبضات الداخلة:

$$H(f) = T_s \sin(\pi T_s f) / \pi T_s f$$

و الخصائص الانتقالية الكلية لمكافئة للتصفيات في النظام يعبر عنها بالعلاقة التالية:

$$H_o(f) = H(f) H_C(f) H_R(f) H_T(f)$$

حيث:

$H_C(f)$ : الخصائص الانتقالية لمكافئة لخط النقل كمصفى.

$H_R(f)$ : الخصائص الانتقالية لمكافئة لمصفى المرسل.

$H_T(f)$  : الخصائص الانتقالية المكافئة لمصفى المستقبل.

و يتم تصميم  $H_C(f)$  بحيث نحصل على أقل تدخل ISI. و يسمى المصفى  $H_R(f)$  بالمصفى الموازن equalizing filter. و تعتمد خصائصه على الاستجابة الترددية للوسط الناقل  $H_C(f)$ . حيث تتغير الخصائص الانتقالية للقناة من مكاملة الى أخرى و بالتالي يعاير المصفى الموازن نفسه للتقليل من ISI الى أقل درجة ممكنة. و في أنظمة الاتصالات التجريبية يتم توليد نبضات eye opening و بالتالي أقل ISI (منتظر لهذا الموضوع بالتفصيل خلال هذه الوحدة).

ان شكل الإشارة الناتجة يتأثر بشكل النبضة الداخلة في الأصل للنظام، مصفى الإرسال، مصفى الاستقبال، و على مصفى القناة. في الواقع ان خصائص مصفى القناة قد تم تحديدها مسبقا و بالتالي فإن المشكلة تكمن في تحديد خصائص مصفى الإرسال و مصفى الاستقبال للتقليل من ISI. من الجدير بالذكر أن المصفى المصمم، سواء للمرسل أو للمستقبل، يكون مضروب بالمعامل  $Ke^{-j\omega T_d}$  لتسهيل تصميمه عمليا بدون تأثير على ISI. حيث K معامل الكسب و  $T_d$  معامل للتأخير الزمني

#### 1-1-4 طريقة نايكويست الأولى (Zero Nyquist First Method)

##### ISI

ان طريقة نايكويست الأولى للتقليل من ISI تنص على استخدام مصفى ذو خصائص انتقالية  $H_C(f)$  بحيث تحقق استجابة لومبض الشرط التالي:

$$H_C(kT_s + \tau) \begin{cases} = C & \text{for } k=0 \\ = 0 & \text{for } k \neq 0 \end{cases}$$

حيث:

k و C: ثوابت

$T_s$ : معدل الرمز

الآن يمكن اختيار الاقتران  $\sin x/x$  لتحقيق الشرط السابق. حيث نختار

x بحيث نحصل على استجابة وميض على النحو التالي:

$$h_e(t) = \sin(\pi f_s t) / \pi f_s t$$

تحقق استجابة الوميض impulse response مقياس نايكويست الأول

للحصول على قيمة تداخل ISI تساوي صفر. تبعا لذلك فان الخصائص الانتقالية

الكلية للمصافي ستأخذ شكل العلاقة التالية:

$$H_e(f) = 1/f_s \Pi(f/f_s)$$

ان عرض النطاق المطلق الذي تحققه هذه الخصائص الانتقالية يساوي

$B = f_s/2$ . بهذا نكون قد حققنا للهدفين المرجوين: عرض نطاق محدد و عدم

حدوث تداخل ISI بين النبضات. و لكن الحصول على شكل كلي ذو هيئة

$\sin x/x$  بشكل عملي يواجه نوعين من الصعوبات :

1. إن الخصائص الانتقالية  $H_e(f)$  ذات قيمة ثابتة للترددات بين B و -B.

و تساوي صفر في غيرها من الترددات. و هذا الشكل المثالي من الصعب تصميمه عمليا.

2. التزامن في التوقيت في دائرة فاك للشفرة في المستقبل يجب أن يكون

مثالي، حيث أن الاقتران sinc يضمحل عند  $1/x$  و يساوي 0 عند  $T_s$  و

و بالتالي فإن التزامن غير الدقيق سيمسب حدوث ISI.

و نتيجة هذه الصعوبات يفضل استخدام أشكال أخرى من النبضات و

التي يمكن أن تحتاج عرض نطاق أكبر (و لكنه يبقى محدود).

الفكرة تكمن في إيجاد شكل نبضة يساوي 0 عند فترات الترميز

المتجاورة و من جهة أخرى تضمحل بشكل أسرع من  $1/x$  بحيث لا يسبب

التأخير في التزامن حدوث ISI. يوجد حل يحقق هذه الخصائص و هو استخدام المصفى ذو اقتران جتا المرتفع المنكحج raised cosine- rolloff filter.

#### 2-1-4 مصفى جتا المرتفع المنكحج raised cosine- rolloff filter

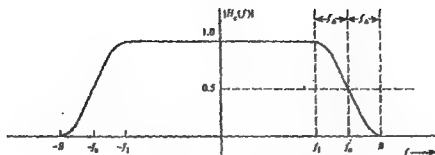
ان مصفى جتا المرتفع المنكحج raised cosine- rolloff filter له شكل الخصائص الانتقالية التالية:

$$H_e(f) = \begin{cases} 1, & |f| < f_1 \\ \frac{1}{2} \left\{ 1 + \cos \frac{[\pi(|f| - f_1)]}{2f_\Delta} \right\} & f_1 < |f| < B \\ 0, & |f| > B \end{cases}$$

حيث تمثل B عرض النطاق المطلق و المعاملات  $f_1$  و  $f_\Delta$  تعطى بالعلاقات التالية:

$$\begin{aligned} f_\Delta &= B - f_0 \\ f_1 &= f_0 - f_\Delta \end{aligned}$$

حيث يمثل  $f_0$  عرض النطاق الترددي لمصفى جتا الذي يحقق نصف قيمة الاستجابة ( عند المستوى 6dB) كما هو موضح في الشكل التالي و الذي يمثل منحنى الخصائص الانتقالية لمصفى جتا المرتفع:



Raised cosine-rolloff filter characteristics.

و معامل الدحرجة (r) rolloff factor لهذا المصفى تعطى على أنها النسبة بين

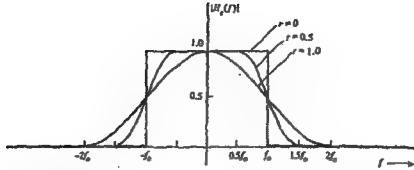
$$f_0 \text{ و } f_\Delta :$$

$$r = f_\Delta / f_0$$

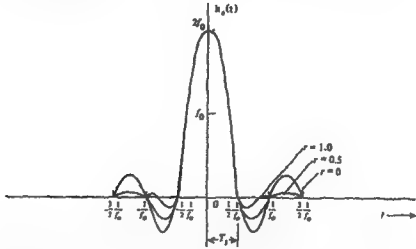
و مسمى هذا المصفى بهذا الاسم لكون خصائص الوميض له ذات علاقة جتا  
التالية:

$$h_c(t) = 2f_0 (\sin \omega_0 t / \omega_0 t) [\cos \omega_\Delta t / (1 - (4f_\Delta t)^2)]$$

ان رسم منحنى الاستجابة الترددية و استجابة الوميض عند معاملات  
دحرجة r مختلفة يبين أن لكل عرض نطاق مطلوب يتحقق عند معامل  $r=0$   
حيث يساوي  $B=f_0$ . و كلما ازداد معامل الانحدار r كلما ازداد عرض النطاق  
المطلوب كما هو موضح في الشكل التالي للاستجابة الترددية و الاستجابة  
الوميض عند معاملات الانحدار مختلفة:



(a) Magnitude Frequency Response



(b) Impulse Response

ان خلو نظام الاتصالات من ISI يتعلّق بعرض النطاق المطلوب و معامل الانحدار  $r$  لمصفى جتا المرتفع. نلاحظ من استجابة الوميض أن أصفار النظام تحدث في اللحظات  $t = n/2f_0$  (حيث  $n$  عدد صحيح لا يساوي للصفر). من ذلك نستنتج أن مصفى جتا المرتفع يحقق مقياس نايكويست الأول. إذا تم أخذ العينات كل فترة تساوي  $T_s = 1/2f_0$  ، فإن معدل البودود baud rate يساوي  $D = 1/T_s = 2f_0$ . ويمكن الربط بين معدل البودود و معامل الانحدار و عرض نطاق النظام المطلوب بالعلاقة التالية:

$$D = 2B/(1+r)$$

ان مصفى جتا المرتفع هو أحد أنواع المصافي ذات الهيئة العامة نحقق مقياس نايكويست الأول. و هذه المصافي يمكن وصفها بالنظرية التالية: يسمى

المصفي بمصفي نايكويست إذا حققت الخصائص الانتقالية الفعالة للنظام للعلاقة التالية:

$$H_e(f) = \begin{cases} \Pi\left(\frac{f}{2f_0}\right) + Y(f), & |f| < 2f_0 \\ 0, & f \text{ elsewhere} \end{cases}$$

حيث  $Y(f)$  اقتران حقيقي متناظر زوجي حول  $f=0$  ، أي أن:

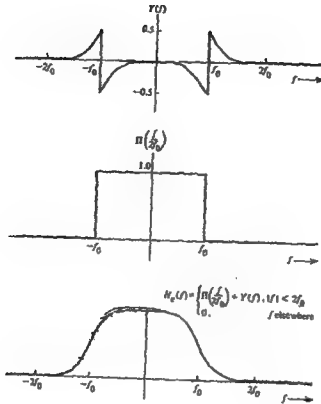
$$Y(-f) = Y(f)$$

و في نفس الوقت اقتران حقيقي متناظر فردي حول  $f=f_0$  ، أي أن:

$$Y(-f + f_0) = -Y(f + f_0)$$

و بالتالي لن يحدث أي تداخل رموز إذا كان معدل الرمز  $D$  يساوي  $f_0$  و الذي يساوي بدوره  $2f_0$ . و يمكن التحقق بالرسم من هذه النظرية كما هو موضح في الشكل التالي، حيث نلاحظ كيف نحصل على مصفى مماثل لمصفى جتا المرتفع من المصفى المثالي الحاد الحواف و اقتران  $Y(f)$  ذو الخصائص المذكورة سابقا:





#### 3-1-4 طريقة نايكويست الثقبية و الثلاثة للتحكم بقيمة ISI

في الطريقة الثانية لنايكويست للتقليل من ISI، يسمح بحدوثه و لكن بشكل خاضع للسيطرة بحيث يتم التخلص من تأثيره في المستقبل receiver. فيتم استرجاع نبضات المعلومات بشكل سليم (ما لم يكن هناك إشارة تشويش مركبة عليها). من خلال هذه التقنية يمكن أيضا مضاعفة معدل النبضة وبالتالي التقليل من عرض نطاق القناة المطلوب الى النصف. و لقد تم ملاحظة هذه الظاهرة عام 1900 من قبل عمال التلغراف telegrapher و التي عرفت بمضاعفة مرعة التقيط dotting.

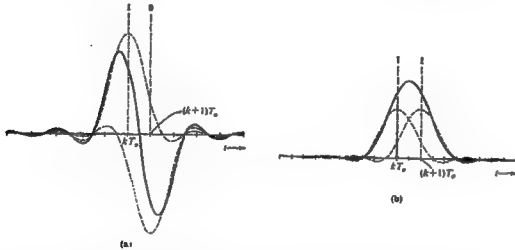
يمكن شرح عمل الطريقة الثانية على النحو التالي. يتم إرسال الحالة  
الرقمية 1 ممثلة بالنبضة  $p(t)$  بينما يتم إرسال النبضة 0 ممثلة بالنبضة  $-p(t)$ .  
حيث:

$$P(\pm T_0/2) = f_0/2$$

و

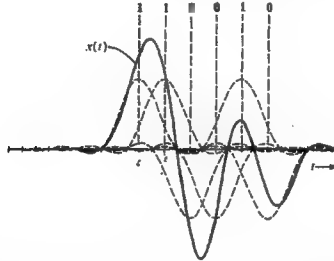
$$P(\pm nT_0/2) = 0 \quad n=3,5,7,\dots$$

فعندما يتم إرسال نبضة 1 متبوعة بنبضة 0 (أو العكس)، يكون لدينا نبضتين  
ممتاليتين في الشكل و لكن متعاكستين في القطبية. وبالتالي عند نقطة المنتصف  
بين النبضتين يكون اتساع النبضتين متساو و لكن متعاكس فتكون محصلة  
الاتساع عند تلك النقطة صفر (كما هو موضح في الشكل التالي فرع a).  
أما إذا تم إرسال نبضتين متتاليتين من نفس النوع (نبضتين 1 أو نبضتين 0)،  
ففي هذه الحالة تكون قيمة محصلة الاتساع عند نقطة منتصف بين النبضتين  $f_0$   
و  $f_0 -$  على الترتيب. و الشكل التالي فرع b يبين قيمة الاتساع عند منتصف  
النبضتين 1 المتتاليتين:



و الشكل التالي يبين شكل الإشارة المحصلة الناتجة من إرسال الرسالة  
الرقمية التالية: 110010، فنلاحظ أن الاتساع في المنتصف بين أول نبضتين

(1) يكون أكبر قيمة  $f_0$  . بينما الاتساع في المنتصف بين ثاني نبضتين (0) يكون أكبر قيمة و لكن بقطبية معاكسة  $-f_0$  . بينما الاتساع في المنتصف بين آخر نبضتين (0 and 1) يساوي صفر .



يستطيع المستقبل استنتاج النبضات المرسل من الإشارة التي يستقبلها، حيث يميز ثلاث قيم مستقبلية (على فرض عدم وجود إشارة تشويش مضافة في خط النقل):

1. اتساع أقصى موجب بين نبضتين 1.
2. اتساع أقصى سالب بين نبضتين 0.
3. اتساع يساوي صفر بين نبضتين مختلفتين (0 و 1).

و بالتالي يستطيع المستقبل التنبؤ بالرسالة المرسله له كما في المثال التالي:

Transmitted sequence	1	1	0	1	1	0	0	0	1	0	1	1	1
Samples of $x(t)$	$f_0$	0	0	$f_0$	0	$-f_0$	$-f_0$	0	0	0	$f_0$	$f_0$	
Detected sequence	1	1	0	1	1	0	0	0	1	0	1	1	1

أما الطريقة الثالثة لنايكويست للتحكم في ISI فيتم من خلالها التخلص من تأثير ISI و ذلك عن طريق اختيار نبضة ذات شكل يحقق الشرط التالي: للمساحة تحت النبضة  $h_c(t)$  خلال فترة أخذ العينة  $T_s$  لا يساوي صفر و لكن المساحات تحت النبضات المتجاورة في الرمز تساوي صفر. و للكشف عن البيانات يقوم المستقبل بتقييم المساحة تحت الإشارة المستقبلية كل فترة زمنية مساوية لفترة الترميز  $T_s$ . لقد وجد أن النبضات التي تحقق طريقة نايكويست الثالثة ليست ذات أداء جيد بوجود التشويش.

#### **2-4 مبدأ المخطط العيني Eye Diagram**

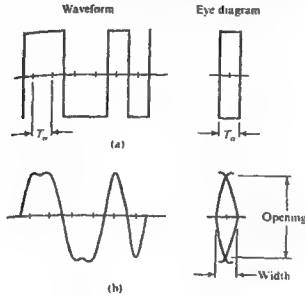
إن تأثير تصفية القناة (تداخل للنبضات ISI) و التشويش يمكن دراسته من خلال جهاز راسم الإشارة Oscilloscope. إن الشكل الناتج للتداخل على شاشة الراسم يعرف باسم "المخطط العيني".

إن النبضات التي يتم إرسالها عبر قناة الإرسال و استقبالها ذات ترتيب عشوائي (أي لا يمكن التكهّن بالترتيب المستقبل في أي وقت). يتم الحصول على المخطط العيني لهذه النبضات من الراسم على النحو التالي:

- أ. يتم وصل المدخل للرأسي من الراسم مع مخرج قناة إرسال النبضات.
  - ب. يتم قرح قاعدة الزمن time base للراسم بنفس معدل النبضات المرسل.
- ينتج نتيجة ذلك ظهور ممسحة على شاشة الراسم تستمر لفترة زمنية مساوية للفترة الزمنية للنبضة الواحدة  $T_0$ .

يقوم الراسم بإظهار تركب عدة أثار التي تمثل النبضات الداخلة الى المدخل الرأسي، حيث يقطع نبضة كل فترة زمنية  $T_0$  ثم يركب النواتج سويا. تتشكل هذه العينات على شاشة للراسم في شكل يشبه عين الإنسان، و من هنا جاءت

التسمية "المخطط العيني". و الشكل التالي يبين شكل المخطط العيني الناتج على شاشة الراسم و الناتج من النبضات الداخلة إليه:

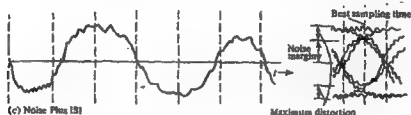


مثال توضيحي على ذلك، فلنفترض إرسال إشارة رقمية مشفرة بالمتفرقة ثنائية القطبية ذات النبضات المستطيلة الشكل. إذا كانت القناة الناقلة للإشارة مثالية و ذات عرض نطاق غير منته (أو هذا غير متوقع الحدوث) ففي هذه الحالة سيتم استقبال الإشارة بدون أي تشويه أو تداخل ISI و بالتالي نحصل على مخطط عيني بأكبر لفتتاح ممكن كما هو موضح في الشكل السابق (فرع a). أما إذا كانت القناة الناقلة للإشارة محددة للنطاق أو ذات خسائر ففي هذه الحالة لن يتم استقبال نبضات بنفس الشكل المستطيل الحاد المرسل و إنما سيحدث لها تشدت زمني. إذا قام المصفي المكافئ للمستقبل equalizer بمعالجة التداخل ISI و الحد من قيمته، فإن شكل المخطط العيني في هذه الحالة سيكون منحنى عند الطرفين و لكن يبقى مفتوح بشكل كامل في وسط العين كما هو موضح في الشكل السابق (فرع b). أن نقطة المنتصف تمثل لحظة أخذ العينة sampling

instant حيث يكون اتساع النبضة في أقصى قيمة له كما أنه عند هذه النقطة لا يوجد تأثير للتدخل ISI بين النبضات المتجاورة.

إذا كانت قيمة التدخل ISI غير صفرية، ففي هذه الحالة نجد أن قيم النبضات عند لحظات العينين المتتالية سوف تزاح عن قيمة التكرير الكامل بقيم متفاوتة لكل أثر. وهذا يؤدي إلى ظهور لطخة و انغلاق في المخطط العيني بشكل جزئي عند المنتصف كما هو موضح في الشكل السابق (فرع c).

ان لوجود التشويش مع الرسالة الرقمية أثر على شكل المخطط العيني الناتج في كافة الحالات. حيث تصبح العين مائلة إلى الانغلاق و بشكل يتناسب مع قيمة ذلك التشويش، فكلما ازداد التشويش ازداد انغلاق العين. و الشكل التالي يبين شكل العين في حالة وجود التشويش و ISI:



ان الحساسية لتوقيت الخطأ يعطى بميل فتحة العين slope الذي يحسب عند (أو بالقرب) من نقطة التقاطع للصفرية. كما أن خطأ التوقيت الذي يحدث في المستقبل يعطى بالعرض داخل العين (انفتاح العين eye opening)، فان أفضل وقت لأخذ العينة لغرض تقرير نوع النبضة المستقبلية (0 أو 1) يتم في اللحظة التي يكون فيها هذا الانفتاح أكبر ما يمكن و الذي يحدث عادة في منتصف العين.

حافة التشويش noise margin للنظام تعطى بارتفاع انفتاح العين، و عندما يتخذ القرار في نوع النبضة في اللحظة التي يكون فيها انفتاح العين في أقصى قيمة له فان الحدة بسمحية التشويش تقل. و هذا بسبب احتمالية حدوث

خطأ في تقرير النبضة بشكل أعلى و ذلك لأنه في أي نظام تتحرف لحظة أخذ العينة عن الوضع المثالي بسبب للتقل jitter . و عند وجود ISI فانه يؤثر على انفتاح العين و بالتالي يقلل من سماحية التثويش.

من الأمور التي يتم الاستفادة فيها من المخطط العيني هي تحديد الضوابط المثلى للمصنفى المكافئ equalizer، بحيث تتم معايرة الأخير للحصول على أفضل انفتاح للعين. كما يستفاد منه لتقرير أفضل توقيت لأخذ العينة و اتخاذ القرار حول نوعها. كما يعتبر المخطط العيني وسيلة لدراسة للتقل jitter.

#### 3-4 التقل Jitter

تعرف التغيرات العشوائية الصغيرة التي تحدث في مواقع النبضات أو لحظات اخذ العينات عن موقعها الأصلي بالتقل الزمني timing jitter. فعلى الرغم من ان المرسل يبث النبضات في اللحظات الصحيحة، إلا أن العمليات المختلفة التي تتعرض لها النبضات خلال مسارها (كالمعيدات و غيرها) تؤدي الى إزاحة النبضات عن موقعها الأصلي. و من الضروري أن تتمتع دائرة التوليف tuned circuit في المستقبل بمعامل جودة عالية Quality factor للتمكن من استخلاص التوقيت بشكل صحيح.

هناك بعض العوامل التي تزيد من التقل الزمني. من هذه العوامل عينات النبضات التي تغيب فيها أحد النبضتين. فعند إرسال نبضات 1 طويلة متتالية يزداد الاتساع أو عند إرسال نبضات 0 طويلة متتالية يقل الاتساع، و مزيدا من التقل سيضاف في الإشارة المستخلصة. ان الإزاحة التي تحدث لمواقع هذه النبضات نتيجة تأثير المعيدات تكون تراكمية من معيد الى آخر، حيث أن للمعيدات التأثير نفسه عليها. في حين أن الصيغ الأخرى للتقل تكون عشوائية

من مواءم معيد إلى آخر. و لذلك فهي تميل إلى إلغاء التأثير المشترك خلال الخطوط الطويلة.

الصيغ العشوائية للتقليل تحدث لأسباب مختلفة منها:

1. التشويش noise.
  2. التداخل interference.
  3. فقدان التوليف في دوائر التوقيت.
- أما التقليل المتعلق بالتتابع المعين للنضبات فهو ينتج عن:

1. فقدان تناغم التوقيت.
2. التحويل من الاتساع إلى الطور في دوائر التوقيت.
3. تداخل الرموز ISI، الذي يقوم بتعديل مواقع القمم العليا و الدنيا للإشارة المدخلة تبعاً لقيمة النبضات المتتالية (كما شرحنا سابقاً).

من الممكن وصف العلاقة بين القيمة الفعالة للتقليل rms value of

(jitter) و عدد المعيدات بأنها علاقة طردية، أي:

$$Jitter_{rms} \propto \sqrt{N}$$

إن تجميع التقليل في خطوط النقل الرقمية أمر غير مرغوب فيه، و في نفس الوقت لا يمكن التخلص منه و لكننا نستطيع التقليل من تأثيره. و يتم ذلك من خلال صقل خط النقل بوحدات تخزين ممتطة و توقيت تيار البيانات الرقمية يبقى تحت السيطرة من خلال دوائر PLL. إن الحد من التقليل يصبح ضروري في خطوط النقل الرقمية الطويلة، فلا بد من معالجته كل 200 ميل لإبقائه ضمن المستوى المقبول.

#### 4-4 معدل و احتمالية الخطأ (BER) Bit Error Rate

إن هدف المهندس تصميم نظام اتصالات بأحسن كفاءة و بأقل قيمة تشويه ممكنة للإشارة مع الالتزام بعرض النطاق المتوفر و بطاقة إرسال مقبولة. و يعدّ معدل



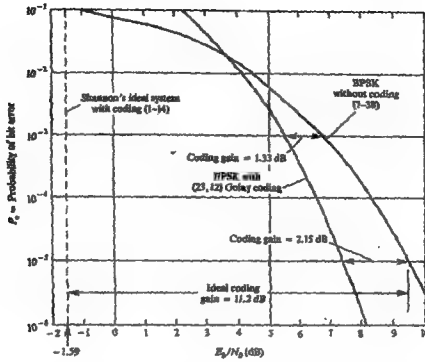
احتمالية الخطأ مقياس لمدى التلف الحاصل في الإشارة. و الأداء التقليدي لنظام الاتصالات الرقمية يبين انه بزيادة مستوى التشويش سيكون هنالك في المقابل زيادة صغيرة و لكن متوالية في أخطاء النبضات. ان الأهم من تأثير التشويش على زيادة BER، هو تأثير التشويش على فقدان التزامن بين البيانات المرسله و البيانات المشفرة المستقبلية في المستقبل.

و هنالك فرق بين المصطلحين: احتمالية الخطأ  $P_e$  و معدل الخطأ. فالأول يعني القيمة الرياضية المحسوبة وفقاً لقوانين الاحتمالات و التي تعطينا تنبؤ عن الأخطاء المتوقع حدوثها، أما الثاني فيمثل تسجيل تجريبي حقيقي لعدد الأخطاء التي حدثت بالفعل في رسالة رقمية سابقة.

عندما يتم استقبال النبضات الثنائية في المستقبل، من المحتمل أن يسبب التشويش حدوث خطأ في إحدى النبضات. ففي لحظة معينة قد تكون النبضة المرسله 0 و لكن وميض التشويش ذو القيمة الكبيرة نسبياً قد يسبب فهم لهذه النبضة على أنها 1 عوضاً عن 0.

ان لكل من نوع التشفير المستخدم (أحادي القطبية، ثنائي القطبية، مانثيستر، ...) و الإزاحة المستخدمة تأثير على قيمة BER. و عند القول ان قيمة  $P_e = 10^{-4}$  أن عدد الأخطاء المحتملة في كل 10000 نبضة تساوي خطأ واحد فقط. و بالتالي فان قيمة  $P_e = 10^{-6}$  أفضل من سابقتها حيث يتوقع في النظام الثنائي حدوث خطأ في نبضة واحدة كل 1000000 نبضة مرسله.

يتم استخدام الشفرات التي تمكننا من اكتشاف حدوث الخطأ في البيانات المرسله، و التي سننتظر لها في ما بعد، لغرض تحسين كفاءة أنظمة الاتصالات الرقمية. و الشكل التالي يبين العلاقة بين احتمالية حدوث خطأ في النبضة مع نسبة الإشارة إلى التشويش  $E_b/N_0$ :

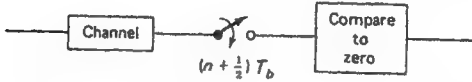


ان هذا الشكل يوضح أداء النظام الذي يستخدم الإزاحة الطورية الثنائية BPSK مرة عند استخدام التشفير و مرة بدون استخدام التشفير. عند عدم استخدام التشفير يتم استخدام دائرة للكاشف ذو المصفى المتوافق في دائرة المستقبل لإعادة الحصول على البيانات من الإشارة المستقبلية. أما في حالة التشفير يتم استخدام المشفر من نوع Golay، و يتم قياس كل من احتمالية الخطأ للنبضة (أو معدل الخطأ للنبضة (BER) و نسبة طاقة النبضة الى كثافة التشويش عند مدخل المستقبل  $E_b/N_0$ . و منتظر في وحدات قائمة الى معادلات حساب BER الخاصة بكل نوع من أنواع الإزاحة الرقمية.

#### 5-4 مستقبل الإشارة الأمثل Optimum Receiver

إن مشفرات إشارة حزمة النطاق الأساسي هي أنظمة، تمثل فيها إشارة المعلومات الإشارة للدخلة و تكون الإشارة الخارجة منها إشارة حزمة نطاق أساسي. هيئة المشفر تعتمد على هيئة إشارة المعلومات للدخلة إليه. مثال على ذلك، إذا كانت المعلومات في هيئة إشارة كهربائية بقيمتين مختلفتين من الفولتية، فإن توليد إشارة حزمة النطاق الأساسي قد تتضمن ببساطة إزاحة لتلك القيمتين أو من الممكن مسكها أثناء لحظة أخذ العينات. كما يمكن أن يتضمن المشفر أيضاً مصفى لتحديد شكل الإشارة قبل إرسالها خلال القناة الناقلة.

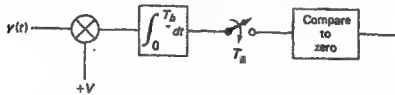
هذا من جهة، أما من الجهة الأخرى فإن عملية تفكيك الشفرة تعدّ عملية أكثر تعقيداً من ذلك. تبدأ هذه العملية بإعادة أخذ العينات في نقطة المنتصف للفترة الزمنية لكل عينة. و من ثم يتم مقارنة قيمة تلك العينات مع الصفر: يتم فك الشفرة و تحليل العينة على أنها النبضة 1 إذا كانت قيمة العينة موجبة، أما إذا كانت قيمة العينة سالبة فيتم تحليلها على أنها النبضة 0. إن هذا المبدأ في العمل موضح في المخطط الصندوقي التالي:



بوجود التشويش تتغير قيمة العينات بشكل عشوائي. عند دراسة تأثير التشويش بعد تعرضه للتصفية الناتجة عن خصائص القناة الناقلة يمكن اعتباره تشويش أبيض تمت تصفيته (ليس له مكونة في جميع الترددات من هو الحال قبل التصفية). و من خصائص التشويش في هذه الحالة أن له متوسط قيمة تساوي صفر و اختلاف يساوي  $\sigma^2$ . و بالتالي فإن إشارة حزمة النطاق الأساسي سوف

نَتَّخِذُ أي قيمة بين  $+V$  و  $-V$  حسب نوع النبضة المستقبلة (1 أو 0 على الترتيب).

ان إضافة مصفى عند مدخل المستقبل يقلل من التشويش مع إمكانية عدم تغيير نقطة المنتصف الزمني للإشارة المستقبلة. عند اختيار مصفى تمرير حزمة الترددات المنخفضة LPF فإننا نطم ان استجابته للإشارة النبضية لها هيئة اقتران  $(\sin(t)/t)$  sinc. ان أفضل أنواع المصافي هو الذي يحقق أكبر نسبة إشارة معلومات الى إشارة التشويش و هو المصفى المتوافق matched filter. عند تجاهل خصائص القناة الناقلة للإشارة، فإن المصفى سيتوافق مع نبضة مربعة حادة ذات اتساع  $+V$  عند التعامل مع الحالة الرقمية 1. و ستكون استجابة لومبيض للمصفى  $h(t) = V$  للفترة الزمنية  $0 < t < T_b$ . ان ذلك أشبه بتقارب الإشارة مع إشارة نبضية. و بالتالي يمكن تمثيل هذا المستقبل بناء على معالجته للإشارة بالمخطط الصندوقي التالي:

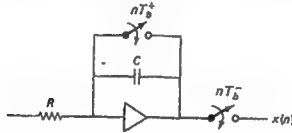


ذلك الجزء من المستقبل الخاص بالتعامل مع النبضة 1. الجزء الثاني منه يختص بالتعامل مع النبضة 0، ففي هذه الحال يتم التوافق مع نبضة مربعة حادة ذات اتساع  $-V$ . ان مخرج هذا المستقبل يكون معاكس لقيمة المخرج الناتج من المستقبل في الشكل السابق، و بالتالي نستطيع تبسيط دائرة المستقبل العامة. فعوضاً عن بناء دارتي استقبال و مقارنة المخرج لتقرير القيمة الأكبر، نستطيع الاكتفاء بدائرة استقبال واحدة و مقارنة قيمة المخرج بالصفر. فإذا كانت قيمة المخرج موجبة فيتم فك التشفير على أن نوع النبضة 1، أما إذا كانت قيمة المخرج سالبة فيتم فك التشفير على أن نوع النبضة 0. و من ثم تعاد العملية من

جديد مع النبضة التالية. و تسمى عملية إعادة تشغيل المعنقل بالإغراق  
 dumping، كما يسمى النظام ككل بنظام التكامل و الإغراق integrate and  
 dumping.

ان المعامل  $+V$  لا يؤثر في أداء النظام حيث تتم المقارنة مع الصفر.  
 كما أن المضاعف سوف يضاعف كل من إشارة المعلومات و إشارة التشويش  
 بنفس القيمة.

نستطيع تمثيل عمل المعنقل السابق بواسطة مضخم تشغيلي  
 operational amplifier على النحو الموضح في الشكل التالي:



ان مفتاح التحويل المعنون  $nT_b^+$  في التغذية الخلفية للمضخم التشغيلي  
 يطلق بشكل لحظي بعد انتهاء فترة العينة مباشرة مما يؤدي الى تفريغ الشحنة  
 المخزونة في المكثف استعداد للعمل على النبضة التالية.  
 ان وجود المكثف في التغذية الخلفية للمضخم التشغيلي يخدم الغرض  
 منه كمكامل، حيث تكون العلاقة بين المخرج و المدخل على النحو التالي:

$$\begin{aligned} V_o/V_{in} &= Z_f/Z_{in} \\ &= 1/j\omega CR \end{aligned}$$

و بالتالي:

$$\begin{aligned} V_o &= V_{in} / j\omega CR \\ &= 1/RC \int V_{in} dt \end{aligned}$$

أي أن المخرج من المضخم التشغيلي هو ناتج تكامل الإشارة للدخلة و  
بمعامل تكبير يساوي  $1/RC$ ، حيث:

$R$ : قيمة المقاومة.

$C$ : قيمة سعة المكثف.

#### 4-6 مبدأ تصحيح الأخطاء مقدما Forward Error Correction

إن الأخطاء التي تحدث للإشارة الرقمية غير مرغوبة و لا بد من التقليل  
منها قدر المستطاع (حيث لا يمكن التخلص منها بشكل كلي). و يوجد طريقتين  
أساسيتين لتحقيق ذلك:

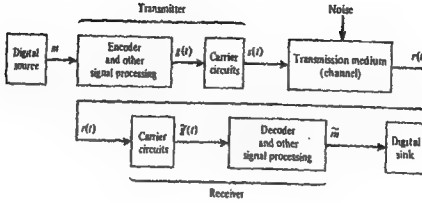
1. إعادة الطلب التلقائي (ARQ) Automatic Repeat Request: تتبع

هذه للتقنية الأسلوب التالي: عند اكتشاف المستقبل حدوث خطأ في  
الرسالة التي تم استلامها يقوم بإرسال رسالة عكسية إلى المرسل، و  
يقوم الأخير بترجمة هذه الرسالة على كونها طلب إعادة إرسال القالب  
الأخير من الإشارة. و في هذه الحالة لا بد من توفر إمكانية الإرسال و  
الاستقبال لدى كل من المرسل و المستقبل. إن كفاءة الإرسال تتأثر عند  
استخدام هذه التقنية في حال وجود عدد قيم من الأخطاء في الرسالة، و  
ذلك بسبب الوقت الضائع في طلب الإعادة و عملية إعادة إرسال  
البيانات مرة أخرى. و تستخدم هذه التقنية مع أنظمة اتصالات  
الحاسوب لكونها غير مكلفة (نسبياً) من جهة، و لتوفر خطوط النقل  
المزدوجة (للتقيام بعملية الإرسال و الاستقبال في الجهتين من الخط).

2. تصحيح الخطأ مقدما (FEC) Forward Error Correction : الشكل

التالي يبين المخطط الصندوقي لنظام الاتصالات الذي يستخدم تقنية  
FEC:

## Introduction



من الناحية النظرية، فإن نظرية شانون لمسة القناة تنص على أنه: "قيمة معينة لنسبة SNR يتحدد فقط معدل النقل (rate of transmission) (bits/s)، ذلك أن احتمالية الخطأ  $P(E)$  قد تؤول إلى الصفر بشرط معدل المعلومة أقل من سعة القناة". إن هذه النظرية تتضمن استخدام التشفير coding لغرض الحصول على احتمالية خطأ  $P(E)=0$ .

لكن السؤال الذي يطرح نفسه: هل يمكن تحقيق هذه القيمة للاحتمالية للخطأ بأسلوب تشفير عملي؟

أولاً لا بد من ذكر أن موضوع التشفير موضوع واسع جداً ومتشعب، وإن نستطيع التطرق لكافة تقنيات التشفير التي تم تطويرها. ولكننا سنتطرق لأهم مبادئ التشفير المستخدمة وحصول النتائج المتعلقة بها مع الإشارة إلى التحسينات التي يمكن الحصول عليها باستخدام ذلك التشفير.

إن عملية التشفير تتضمن إضافة نبضات فائضة إلى سبل النبضات التي تمثل المعلومة المرسل. والغرض من هذه النبضات الإضافية تمكين المستقبل من اكتشاف الخطأ وتصحيحه (أو لتقليل منه على الأقل). من جهة أخرى

إرسال هذه النبضات يؤدي الى زيادة معدل البيانات و بالتالي زيادة عرض النطاق المطلوب للإشارة المشفرة.  
نستطيع تصنيف الشفرات بشكل أسلمي الى صنفين هما:  
1. شفرات المخططات block codes.  
2. الشفرات الملتقة convolutional codes.

### 1. شفرات المخططات block codes

إن شفرة المخطط عبارة عن تنظيم له عدد  $k$  من المدخلات و عدد  $n$  من المخرجات (و عدد المخرجات أكبر من عدد المدخلات بسبب النبضات الإضافية التي سبق ذكرها). إن المشفر في هذه الحالة جهاز بدون ذاكرة memoryless. و يتم دعم النبضات المشفرة بواسطة النبضات الإضافية التي تساعد في عمليتي اكتشاف الخطأ Error Detection و تصحيحه Error Correction.

يرمز إلى المشفر بالعدين  $(n, k)$ ، بحيث يساوي معدل التشفير  $R=k/n$  و للقيم العملية لهذا المعدل ( $R$ ) تتراوح بين  $1/4$  و  $7/8$ ، بينما تتراوح قيمة  $k$  من 3 الى عدة مئات.

إن العمل على الشفرات الخاصة بالكشف عن الأخطاء قد بدأ بشكل مبكر من قبل R.W.Hamming في مختبرات شركة بيل و لقد حملت هذه الطريقة اسمه. و في هذه الطريقة يتم تجميع عدد من النبضات سوياً ثم يتم إضافة نبضات parity للكشف عن الخطأ في ما بعد. و قبل التطرق الى تفاصيل هذا التشفير لا بد من توضيح عدد من المصطلحات:



1. وزن Hamming لكلمة الشفرة: هو عدد النبضات 1 الموجودة في الكلمة. مثال على ذلك الكلمة المشفرة 110101 لها وزن Hamming يساوي 4.

2. مسافة Hamming بين كلمتين  $(t)$ : هي عدد المواقع التي يختلفوا بها. مثال على ذلك الكلمتين المشفرتين 110101 و 111001 ، فقد اختلفتا في قيمة الخانة الثالثة و الرابعة فقط و بالتالي فان قيمة  $d=2$ . ان خصائص الكشف عن الخطأ و تصحيحه تعتمد على قيمة  $t$ . لكلمة تشفير مكونة من  $n$  من النبضات موزعة على النحو التالي : عدد  $c$  من نبضات التحقق و عدد  $d$  من نبضات البيانات، فمن الممكن للكشف عن عن عدد من الأخطاء في الكلمة الواحدة يساوي  $k$  أو تصحيح عدد  $k$  من الأخطاء بشرط:

$$t_{\min} = k+1 \text{ error detect} \\ = k+1 \text{ error correct}$$

فإذا أردنا تصميم شفرة بعدد نبضات بيانات  $d$  و عدد نبضات تحقق  $c$  بحيث يتم تصحيح خطأ واحد ( $t_{\min}=3$ )، فلا بد من تحقق الشرط التالي:

$$d+c+1 \geq 2^e$$

و لعدد معين من نبضات البيانات  $d$  يتم تحديد عدد نبضات التحقق التي يمكن إضافتها الى الكلمة. و الجدول التالي يبين عدد نبضات التحقق الضرورية للحصول على إمكانية تصحيح خطأ واحد و الكفاءة التي نترتب على ذلك:

d	c	d+c	efficiency
1	2	3	0.33
4	3	10	0.57
11	4	15	0.73
26	5	31	0.83
57	6	63	0.9
120	7	127	0.94
247	8	255	0.97

عند حدوث أكثر من خطأ واحد في الكلمة، بسبب التشويش أو التدخل بين النبضات، فستطبع استخدام Hamming code ولكن سيكون ذلك بشكل غير كفء.

مثال، على فرض استخدام كلمة من 4 نبضات :  $D_1D_2D_3D_4$  و بالتالي و وفقاً للجدول السابق فإن أقل عدد من نبضات التحقق يساوي  $c_{min} = 3$  للتمكن من كشف و تصحيح خطأ مفرد. و يمكن تركيبها سوياً على أحد الأنماط التالية:

$$D_1D_2D_3$$

$$D_1D_2D_4$$

$$D_1D_3D_4$$

و يتم إضافة نبضة التحقق التي تحدد حدوث خطأ و في أي موقع قد حدث. مثال للكلمة

$$D_1D_2D_3D_4 = 1011 \text{ تظهر الاحتمالات التالية:}$$

$$D_1D_2D_3 = 101 \text{ and parity bit} = 0$$

$$D_1D_2D_4 = 101 \text{ and parity bit} = 0$$

$$D_1D_3D_4 = 111 \text{ and parity bit} = 1$$

فمعلومة التحقق  $C_5C_6C_7$  الناتجة من التركيب الثلاث السابقة ترسل مع

$$D_1D_2D_3D_4 \ C_5C_6C_7 = \text{البيانات لتكون الرسالة الكاملة التالية:}$$

$$1011001$$

و الآن لنرى آلية للكشف عن الخطأ. و لنفرض أن الخطأ حدث في النبضة  $D_3$

$$D_1D_2D_3D_4 \ C_5C_6C_7 = \text{بحيث استقبلت الرسالة السابقة بالشكل التالي:}$$

$$1001001$$

و عندما يقوم المستقبل بالتحقق من المجموعات بشكل مشابه للأسلوب الذي تم في المرسل سيحصل على النتيجة التالية:

$$D_1D_2D_3 = 100 \text{ and parity bit} = 1$$

$$D_1D_2D_4 = 101 \text{ and parity bit} = 0$$

$$D_1D_3D_4 = 101 \text{ and parity bit} = 0$$

و بمطابقة القيم التي يحصل عليها مع قيم نبضات التحقق المرسل مع البيانات ملاحظة المستقبل أن كلا من نبضات التحقق  $C_5$  و  $C_7$  لا تطابق النبضات المرسله المقابلة لها. و بما أن النبضة المشتركة بين هاتين المجموعتين هي  $D_3$  (حيث  $D_1$  موجودة في التركيبية الثانية و لم تسبب أي مشكلة) فإن الخطأ حدث لهذه النبضة و بالتالي يتم تصحيحه.

و عادة يقوم المستقبل بعمل بوابة XOR للنبضات المجمعة للحصول منها على نبضات التحقق:

$$C_5 = D_1 \text{ XOR } D_2 \text{ XOR } D_3$$

$$C_6 = D_1 \text{ XOR } D_2 \text{ XOR } D_4$$

$$C_7 = D_1 \text{ XOR } D_3 \text{ XOR } D_4$$

و بالإضافة لشفرة Hamming يوجد العديد من أنواع شفرات المخططات الأخرى. من التصنيفات المعروفة الشفرات للحلقات cyclic codes، التي يتم فيها إزاحة الكلمة المشفرة إلى اليمين و تكوير الخانة المساقطة إلى آخر خانة إلى اليسار. هذه الأنواع من الشفرات لها ميزة سهولة التشفير من مصدر الرسالة باستخدام مسجلات إزاحة shift register خطية بتغذية خلفية feedback غير مكلفة. كما أن بناء هذه الكلمات المشفرة يمكن بسهولة تفكيكه من قبل المستقبل. من الأمثلة على الشفرات للحلقات:

1. Bose-Chaudhuri-Hocquenghem (BCH).
2. Reed Solomon
3. Hamming
4. Maximal Length
5. Reed-Muller
6. Golay codes

ان بعض خصائص هذه الشفرات معطاة في الجدول التالي:

PROPERTIES OF BLOCK CODES

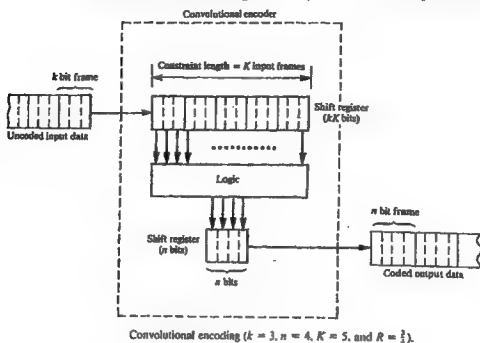
Property	Code*			
	BCH	Reed-Solomon	Hamming	Maximal Length
Block length	$n = 2^m - 1$ $m = 3, 4, 5, \dots$	$n = m(2^m - 1)$ bits	$n = 2^m - 1$	$n = 2^m - 1$
Number of parity bits		$r = m(2^m - 1)$ bits	$r = m$	
Minimum distance	$d \geq 2t + 1$	$d = m(2t + 1)$ bits	$d = 3$	$d = 2^m - 1$
Number of information bits	$k \geq n - m$			$k = m$

\* $m$  is any positive integer unless otherwise indicated;  $n$  is the block length;  $k$  is the number of information bits.

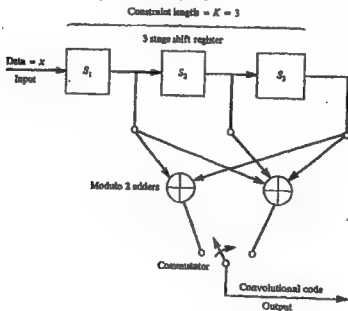
## 2. الشفرات المتكيفة convolutional codes

على العكس من الشفرة السابقة، فإن لهذه الشفرة ذاكرة. تقبل هذه الشفرة عدد  $k$  من المدخلات و تستج عدد  $n$  من المخرجات، و يتم تعريف معامل التشفير  $R=k/n$ . للقيم العملية للمعامل تتراوح بين  $1/4$  و  $3/8$ ، بينما تتراوح قيمة  $k$  و  $n$  من 1 إلى 8. ان القيم للصغيرة للمعامل  $R$  تدل على الوفرة التي تزيد من التحكم بالخطأ بدون أي زيادة مفرطة في عرض النطاق المطلوب للإشارة المشفرة.

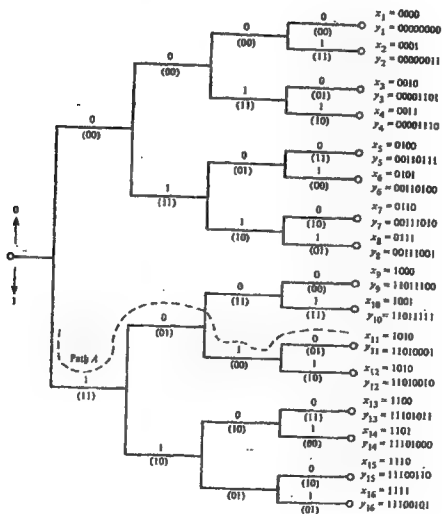
الشكل التالي يبين مخطط عام للتشفير convolutional coding:



يمثل  $K$  عدد إطارات المدخل التي يتم مسكها في المسجل. في ما يلي مثال يوضح عمل هذا المشفر، و الموضح في الشكل التالي:



فسي هذا المشفر قيمة  $k=1$  ،  $n=2$  و  $K=3$  و المراكم commutator نو المدخلين ينفذ عملية الإزاحة ذات المرحلتين. للشفرة الملتفة تولّد بإدخال نبضة البيانات ثم يقوم المراكم بدورة كاملة. و يعاد هذا الإجراء للنبضات الداخلة المتتالية للحصول على الشفرة الخارجة. ففي هذا المثال، كل نبضة داخلة  $k=1$  ينتج عنها نبضتين خارجتين  $n=2$  و معامل التشفير  $R=k/n=1/2$ .  
 لن المخطط التالي يبين شجرة التشفير الناتجة من المشفر الملفف الموضح في المخطط الصندوقي السابق:



لاستخدام هذه الشجرة نتحرك للأعلى إذا كانت النبضة 0 ولأسفل إذا كانت النبضة 1. و النبضات المشفرة المتماثلة تعطي بين قوسين (). مثال على ذلك، إذا كانت البيانات المدخلة  $x_{11} = 1010$  (حيث النبضات الأهم على اليمين)، فإن الشفرة المماثلة لها الخارجة من المشفر هي  $y_{11} = 11010001$  بتتبع الطريق A في الشجرة المماثلة.

و باستخدام نفس الشجرة و لكن بتتبع عكسي يقوم المستقبل بالحصول على البيانات من الشفرة المستقبلية. إن الأمر أشبه بمحاولة الوصول بالسيارة الى مكان في طريق كثير التفردات، فإذا تم الدخول في فرع خاطئ نستطيع العودة مرة أخرى للخلف و الدخول في فرع آخر.

عند وجود التشويش في القناة الناقلة للإشارة و حدوث خطأ فمن الممكن عدم المطابقة البيانات بشكل تام. و في هذه الحالة يمكن الحصول على التطابق بالحصول على أقل مسافة Hamming ممكنة (التي تم تعريفها في الدروس السابقة) بين التتابع المشفر المستقبل و بين التتابع الذي نحصل عليه من الشجرة.

## أسئلة الوحدة الرابعة

- س1) ما الذي تتعرض له النبضات نتيجة للتصفية خلال نظام الاتصالات ؟  
س2) عرف تدخل الرموز ISI .  
س3) كيف يمكن تحديد عرض النطاق المطلوب للقناة الناقلة دون أن يظهر ISI؟  
س4) ما الغرض من طريقة نايكويست الأولى ؟ و كيف تحقق هذا الغرض؟  
س5) ما الهيئة العامة و الشكل العام لمصفى جتا المرتفع المتخرج raised cosine-rolloff filter؟  
س6) ماذا يمثل  $f_0$  لمصفى جتا المرتفع؟  
س7) عرف معامل للحرجة  $r$  و ما قيمته التي تحقق أقل عرض نطاق مطلوب؟  
س8) ما العوامل التي تحدد خطو نظام الاتصالات من ISI المستخدم لمصفى جتا المرتفع؟  
س9) هل يتم التخلص كلياً من ISI باستخدام الطريقة الثانية لنايكويست؟  
س10) وفقاً للطريقة الثانية لنايكويست، ما الذي يحدث في كل من الحالات التالية:

1. إرسال نبضة 1 متبوعة بنبضة 0

2. إرسال نبضة 0 متبوعة بنبضة 1

3. إرسال نبضتي 1 متتاليتين

4. إرسال نبضتي 0 متتاليتين

- س11) وفقاً للطريقة الثانية لنايكويست، ما شكل الإشارة للمحصلة الناتجة من إرسال البيانات التالية 11011000 ؟



س12) ما النبضتين المرسلتين المتوقعتين وفقاً للطريقة الثانية لنايكويست عند ملاحظة:

1. اتساع أقصى موجب.
2. اتساع أقصى سالب
3. اتساع يساوي صفر

س13) اشرح الطريقة الثالثة لنايكويست للتحكم في ISI.

س14) ما المقصود بالمخطط العيني؟ وما سبب هذه التسمية ؟

س15) ما شكل المخطط العيني للنتائج عن إرسال إشارة رقمية مشفرة بالشفرة ثنائية القطبية في الحالات الثلاث التالية:

1. القناة الناقلة للإشارة مثالية و ذات عرض نطاق غير منته
2. القناة الناقلة للإشارة محددة النطاق أو ذات خسائر
3. حدوث تداخل بين النبضات ( $ISI \neq 0$ )

س16) ما هو أفضل وقت لأخذ العينة لغرض تقرير نوع النبضة المستقبلية من المخطط العيني؟

س17) ما الأمور التي يتم الاستفادة فيها من المخطط العيني؟

س18) عرف للتقلل.

س19) عّد أنواع للتقلل و اذكر أسباب كل نوع.

س20) ما العلاقة بين القيمة الفعالة للتقلل ( $rms\ value\ of\ jitter$ ) و عدد للمعيدات ؟

س21) ما عدد النبضات الخاطئة المتوقع وجودها في رسالة رقمية مكونة 1012 نبضة إذا كان كانت قيمة معدل الخطأ للنبضة  $Pe = 10^{-12}$ .

س22) ما عدد النبضات الخاطئة المتوقع وجودها في رسالة رقمية مكونة 1012 نبضة إذا كان كانت قيمة معدل الخطأ للنبضة  $Pe = 10^{-6}$ .

س(23) اشرح طريقة عمل مستقبل الإشارة الأمل.  
 س(24) ما الطرق الأساسية المستخدمة للتقليل من الأخطاء التي تحدث للإشارة  
 الرقمية أثناء الإرسال ؟

س(25) ما التقنية التي تتبعها طريقة ARQ ؟ و أين تستخدم هذه التقنية؟

س(26) ما المقصود بتصحيح للخطأ مقدما FEC ؟

س(27) أي منهما يعدّ مشفر ذو ذاكرة و أيهما لا يتمتع بذاكرة:

1. block coding

2. convolutional coding

س(28) ما القيم العملية لمعدل التشفير (R).

س(29) ما المقصود بالمصطلح وزن Hamming لكلمة الشفرة؟

س(30) ما المقصود بالمصطلح مسافة Hamming بين كلمتين؟

س(31) ما وزن Hamming للكلمات التالية:

1. 10101011

2. 10101010

3. 00000101

4. 00000000

س(32) ما مسافة Hamming بين كل كلمتين في ما يلي:

1. 10101010 و 01010101

2. 10101010 و 11110000

3. 11110000 و 11110000

س(33) عند إرسال الرسالة الرقمية المكونة من 4 نبضات التالية 1010 مشفرة

بشفرة Hamming:

1. ما التركيبات الممكنة منها؟

2. ما قيمة نبضة التحقق الخاصة بكل تركيبة؟

3. ما تتابع النبضات في الرسالة الكاملة المرسل (نبضات البيانات و نبضات التحقق سويا).

4. إذا حدث خطأ في النبضة الأولى، كيف يصبح تتابع النبضات التي يتم استقبالها عند مدخل المستقبل؟

5. ما قيمة نبضة التحقق الخاصة بكل تركيبة من التراكيب التي حصل عليها المستقبل من الجزء الرابع من السؤال (بعد حدوث الخطأ).

س34 هل بالإمكان تصحيح الأخطاء عند حدوثها في للنبضتين الأولى و الثانية معا في الرسالة الرقمية في السؤال السابق؟

س35 عند إرسال الرسالة الرقمية المكونة من 4 نبضات التالية 0011 مشفرة بشفرة Hamming:

1. ما التركيبات الممكنة منها؟

2. ما قيمة نبضة التحقق الخاصة بكل تركيبة؟

3. ما تتابع النبضات في الرسالة الكاملة المرسل (نبضات البيانات و نبضات التحقق سويا).

4. إذا حدث خطأ في النبضة الأخيرة، كيف يصبح تتابع النبضات التي يتم استقبالها عند مدخل المستقبل؟

5. ما قيمة نبضة التحقق الخاصة بكل تركيبة من التراكيب التي حصل عليها المستقبل من الجزء الرابع من السؤال (بعد حدوث الخطأ).

س36 ما وظيفة المراكم في المشفر الملتف؟

س37 باستخدام الشجرة المعطاءة في هذه الوحدة، ما الشفرة الخارجة من المشفر المماثلة للمدخلات التالية:

- |      |    |
|------|----|
| 1100 | 1. |
| 0101 | 2. |
| 1111 | 3. |

0000 .4

1000 .5

س38) باستخدام الشجرة المعطاة في هذه الوحدة، ما البيانات المماثلة للشفرة

المستقبلية التالية:

00000011 .1

00111001 .2

11100101 .3

11011111 .4

11101000 .5

## الوحدة الخامسة





## مبدأ التعديل الرقمي

### Digital Modulation

نطرقنا في وحدات مابقة لخطوات تحويل الإشارة القياسية إلى إشارة PCM، بما تشمله هذه الخطوات من تجزئة إشارة المعلومات وفقاً لنظرية نايكويست و بالتالي تحويلها إلى عينات PAM. ثم بعد ذلك تكيم تلك العينات إلى مستويات و تشفيرها بالشفرة الثنائية (0,1) المكافئة لها. و لا بد من إجراء تعديل للإشارة للرقمية الناتجة.

من حيث المبدأ، يبقى التعديل (modulation) أحد سواء كانت الإشارة المحملة قياسية أم رقمية. فكما أن التعديل القياس (analog modulation) على اختلاف أنواعه، يمثل مجموع الإجراءات التي يتم من خلالها تحميل إشارة المعلومات للقياسية ذات التردد المنخفض على إشارة حاملة ذات تردد عالي لتمكين إشارة المعلومات من الوصول إلى مسافات بعيدة، فإن التعديل الرقمي (digital modulation) يمثل مجموع الإجراءات التي يتم من خلالها تحميل إشارة المعلومات الرقمية (0,1) ذات التردد المنخفض على إشارة حاملة (قياسية) ذات تردد عالي لتمكين إشارة المعلومات من الوصول إلى مسافات بعيدة.

و الإجراءات المتبعة لتحميل إشارة المعلومات على الإشارة الحاملة تؤدي إلى تغيير إحدى معاملات الأخيرة (الامتداد، الزلوية، أو التردد) تبعاً للتغير اللحظي في قيمة إشارة المعلومات. انطلاقاً من هذه الفكرة يمكننا القول أن عملية التعديل في الأنظمة الرقمية أبسط في تطبيقها عن عملية التعديل في الأنظمة القياسية. ففي الإشارة للقياسية يتم التعامل مع عدد غير منته من القيم

للإشارة الواحدة، أما في الأنظمة للرقمية فيتم التعامل مع قيمتين فقط للإشارة (0,1).

من معرفتنا السابقة عن الطيف للترددى (frequency spectrum) للإشارة المعثلة و مثيله لإشارة المعلومات قبل التعديل، يمكننا القول أن عملية التعديل هي عملية لإزاحة للإشارة المحمولة من حزمة النطاق الأساسي (base-band) (أي الترددات المنخفضة) إلى حزمة الترددات العالية (للإشارة الحاملة) لنتمكن من إرسالها عبر القنوات حزمة النطاق المحددة (band-pass characteristics). و لذلك تعرف عملية التعديل الرقمي بالإزاحة shift.

و نميز أنواع للتعديل الرقمي تبعاً للخاصية للمتغيرة في الإشارة الحاملة نتيجة تحميل إشارة المعلومات للرقمية عليها. من الأنواع الرئيسية للتعديل الرقمي:

1. الإزاحة السعوية (Amplitude Shift Keying (ASK).
2. الإزاحة للترددية (Frequency Shift Keying (FSK).
3. الإزاحة الطورية (Phase Shift Keying (PSK).

و سنتطرق في هذه الوحدة لكل من هذه الأنواع كما سندرس مستوى أعلى من الإزاحة الطورية (ثنائية و رباعية و ثمانية). بحيث نتعرف على عمل و مخططات المعدل modulator و المعدل العكسي de-modulator (بنوعيه: المترابط و غير المترابط) و الطيف الترددي لكل منها.

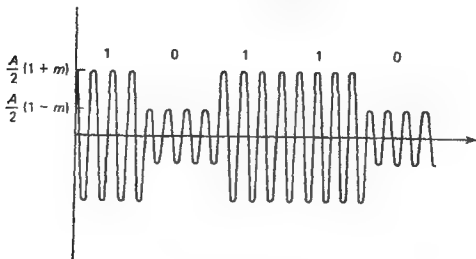
### 1-5 الإزاحة السعوية (ASK) Amplitude Shift Keying

#### 1-2-5 معادلة الإزاحة ASK

عندما يتم تعديل إشارة عالية التردد بإشارة معلومات رقمية تعديل سعوي، فإن الإشارة للمعدلة الناتجة تنتقل بين مستويين للامتداد وفقاً للقيمة



النبضة في تلك اللحظة (0,1). و الشكل التالي يبين شكل الموجة المعدلة ASK الناتجة ذات المستويين المختلفين:



و يمكن التعبير عن هذه الإشارة بالمعادلة التالية:

$$S_1(t) = \frac{A}{2}[1+m]\cos(2\pi f_d t)$$

و بالتالي تأخذ هذه الإشارة قيمتين مختلفتين وفقا لقيمة النبضة في تلك

اللحظة. فعندما تكون قيمة النبضة 1 تصبح هذه العلاقة:

$$S_1(t) = \frac{A}{2}[1+m]\cos(2\pi f_d t)$$

و عندما تكون قيمة النبضة 0 تصبح العلاقة:

$$S_1(t) = \frac{A}{2}[1-m]\cos(2\pi f_d t)$$

حيث:

$S_1(t)$ : القيمة اللحظية للإشارة المعدلة وفقا لقيمة النبضة 1 عند تلك اللحظة.

m: معامل التعديل modulation index.

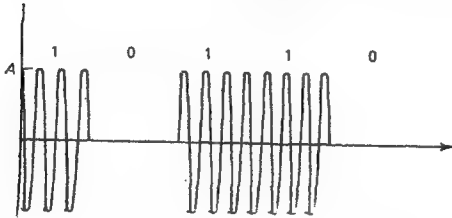
$f_c$ : تردد الموجة الحاملة carrier frequency.

A: اتساع الموجة الحاملة.

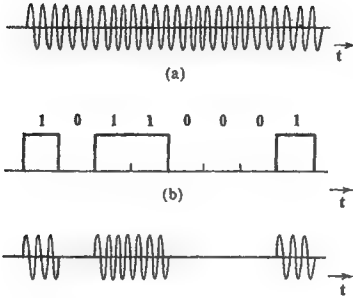
فقيمتي الموجة المعدلة الناتجين يساويان  $(A/2[1+m], A/2[1-m])$ .

مثال على ذلك، إذا كان معامل التعديل يساوي  $m = 1/2$ ، ففي لحظة تحميل النبضة 1 تكون قيمة الموجة المعدلة  $43/A$  وفي لحظة تحميل النبضة 0 تساوي  $A/4$ .

مثال آخر، يمثل حالة خاصة مهمة من الإزاحة ASK، عندما يكون معامل التعديل  $m=1$  حيث يتحقق أقل معدل خطأ للنبضة minimum bit error rate. فلا إرسال النبضة 1 تكون قيمة الموجة المعدلة  $A$  وإرسال النبضة 0 تكون قيمة الموجة المعدلة 0. وتسمى الإزاحة السعوية في هذه الحالة بالفتح والغلق (OOK) On-Off Keying. والشكل التالي يبين الإشارة المعدلة الناتجة للتعديل OOK:



من الشكل يتبين أن الإزاحة من نوع OOK مكافئة للتعديل السعوي لإشارة حزمة نطاق أساسي مشفرة بالشفرة أحادية القطبية unipolar. حيث يتم في التعديل السعوي ضرب الإشارة الحاملة بإشارة المعلومات المشفرة، حيث تمثل للحالة 1 بنبضة والحالة 0 بلا شيء كما في الشكل التالي، فنتنتج إشارة مطابقة لتلك التي حصلنا عليها من الإزاحة OOK.



### 2-2-5 الطيف الترددي للإشارة ASK

إذا فرضنا أن اتساع الموجة الحاملة يساوي  $A/2$ ، فإن قدرتها  $P_c$  متساوي:

$$P_c = A^2/8$$

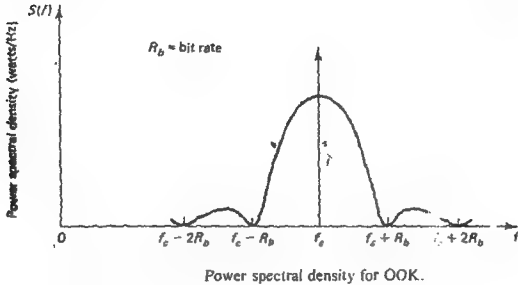
و إن متوسط القدرة المرسلة عند إرسال النبضة 1 يساوي  $A^2/8$ ، بينما يساوي 0 عند إرسال النبضة 0. و على فرضية تساوي احتمالية حدوث 0 و 1، فإن متوسط القدرة المنقولة تساوي:

$$P_t = (A^2/8 + 0)/2 = A^2/16$$

فنلاحظ أن نصف القدرة المرسلة لإرسال الحامل، و النصف الآخر  $(A^2/16)$  للحزم الجانبية التي تمثل المعلومة المرسلة. و هذه الكمية تساوي المساحة تحت منحنى الطيف الترددي للقدرة PSD (لكلا الطرفين الموجب و السالب للتردد  $f$ ).

و الشكل التالي يبين منحنى الطيف الترددي للقدرة PSD للإزاحة

:ASK



نلاحظ الوميض impulse عند التردد الحامل  $f_c$  و الذي يدل على أن هذا التعديل من نوع AM-TC (تعديل سعوي مع إرسال الحامل).

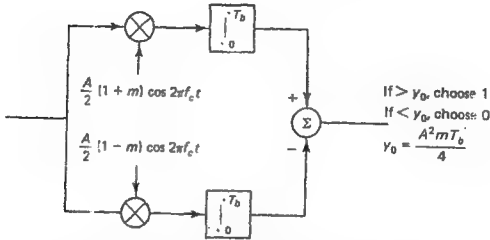
### 3-2-5 معادلات الإزاحة السعوية ASK-Modulators

من الممكن الحصول على الإشارة ASK بأحد تقنيتين:

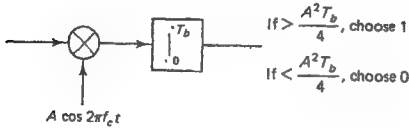
التقنية الأولى: الحصول أولاً على إشارة حزمة النطاق الأساسسي (baseband signal) ثم استخدامها لتعديل موجة حاملة تعديلًا سعويًا AM. و بما أن إشارة حزمة النطاق الأساسسي تتكون من قطع موجات محددة القيم، فإن إشارة AM أيضاً ستتكون من قطع معكلة محددة القيم.

التقنية الثانية: الحصول على الموجة المعكلة AM مباشرة بدون تكوين إشارة حزمة النطاق الأساسسي. عند التعامل مع النظام الثنائي لا بد

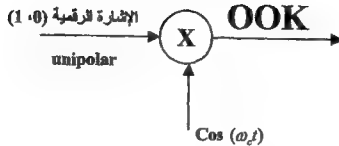
أن يكون المولد قادر على إنتاج إحدى القيمتين المحدتين للإشارة AM. و الشكل التالي يوضح المخطط الصندوقي للحصول على موجة معكلة تتناوب بين تسعين وفقاً لقيمة النبضة المدخلة (0,1):



و في حالة إزاحة التوقف و العمل OOK تتمثل دائرة المعزل بمولد الإشارة الحاملة و مفتاح تحويل يعمل بناء على قيمة النبضة (0,1) المشفرة بالشفرة أحادية القطبية و الموضح بالشكل التالي:



فالإجراء المتبع يكافئ ضرب الإشارة الرقمية الناتجة بالإشارة الحاملة، و الشكل التالي يوضح كيفية الحصول على إشارة OOK:



#### 4-2-5 المعدلات العكسية للإزاحة السعوية ASK De-Modulators

##### 1-4-2-5 Coherent De-Modulators المترابطة العكسية

##### Modulators

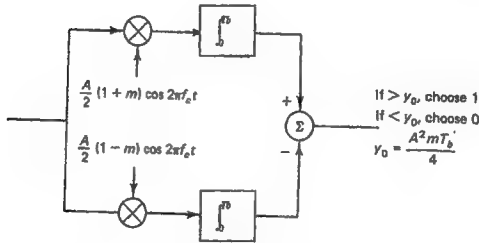
يقصد بالمعدلات العكسية المترابطة coherent de-modulators دوائر المعدلات العكسية التي يتم فيها توليد تردد مطابق للتردد الحامل للموجة لغرض استرجاع إشارة المعلومات المحمولة. أما المعدلات غير المترابطة incoherent de-modulators فهي المعدلات العكسية التي تستخلص إشارة المعلومات المحمولة من الموجة المعدلة المستخدمة دون الحاجة لتوليد التردد الحامل و إنما باستخدام تقنيات أخرى.

و كما ذكرنا في الموضوع السابق من الوحدة، يوجد نوعين من معدلات ASK Modulators. و بناء على ذلك نتوقع وجود نوعين مناظرين من المعدلات العكسية De-Modulators:

الأول: التقنية المستخدمة هنا يجب أن تتوافق التقنية الأولى للتعديل. و على ذلك تتضمن هذه التقنية استخلاص إشارة حزمة للنطاق الأساسي من إشارة AM. و يمكن تطبيقها باستخدام المعدلات العكسية القياسية ( Analog

(AM De-Modulators) و بعد الحصول على تلك الإشارة يتم فك الشيفرة الثنائية decoding الناتجة للحصول على إشارة المعلومات المطلوبة.

و الثاني: من خلال هذه التقنية يتم تنفيذ عمليتي التعديل العكسي و فك الشفرة في إجراء واحد. ففي أنظمة الاتصالات الرقمية تتكوّن الإشارة المعنّلة المستقبلية من أجزاء ذات قيم منفصلة محددة بحيث يستطيع المستقبل بسهولة التمييز بين مستويين مختلفين للفولتية و بالتالي استنتاج قيمتين مختلفتين للنمضات المكافئة لكل قيمة. إن أفضل مستقبل يحقق هذا الغرض هو الكاشف ذو المصفى المتوافق matched filter detector و للموضح في الشكل التالي:



Matched filter detector for BASK.

في المرحلة الأولى لهذا الكاشف يتم مزج (ضرب) الإشارة المعنّلة المستقبلية بكل من الإشارتين للممثلتين للنمضة 0 و 1 ، من ثم تؤخذ المساحة تحت المنحنى الناتج لكل منهما و يتم أخذ الفرق بينهما. و الناتج يدخل دائرة مقارنة comparator، فإذا كانت القيمة الناتجة من الطارح أقل من  $A^2 T_b m / 4$  يتم تحديدها على أنها نبضة 0، أما إذا كانت القيمة الناتجة من

الطراح أكبر من  $A^2 T_b m/4$  ففي هذه الحالة يتم تحديدها على أنها نبضة 1. وهذا يتناسب مع النبضة المرسله عند تحليل ما تعرضت له النبضة في الكاشف:

إذا كانت النبضة المرسله 1 فقد تم تمثيلها بعد الإزاحة بالإشارة:

$$S(t) = 0.5 A(1+m) \cos(2\pi f_c t)$$

و بعد استقبالها يتم ضربها بواسطة الضارب الأعلى في المخطط، و

نتج الإشارة التالية:

$$S_{o1}(t) = 0.25 A^2 (1+m)^2 \cos^2(2\pi f_c t)$$

$$0.25 - A^2 + 1)m^2 + 1) \cos(4\pi f_c t))/2$$

و الإشارة الناتجة من الضارب الأسفل في المخطط هي:

$$S_{o2}(t) = 0.25 A^2 (1-m)^2 \cos^2(2\pi f_c t)$$

$$0.25 - A^2 - 1)m^2 + 1) \cos(4\pi f_c t))/2$$

و عند أخذ المعالجة (التكامل) خلال دورة كاملة يتم التخلص من حد

الاقتزان الجيبى و يضرب الحد الثابت بفترة التكامل  $T_b$  و عند طرح الإشارة

الثانية من الأولى نحصل على القيمة النهائية التالية:

$$S(t) = 0.25 A^2 T_b (m+m^2)$$

لما إذا كانت النبضة المرسله 0 فان المعادلة النهائية تأخذ الشكل

التالى:

$$S(t) = 0.25 A^2 T_b (m-m^2)$$

و لذلك أخذت القيمة المتوسطة بينهما كحد فاصل للمقارنة

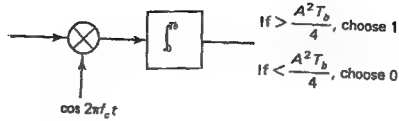
$A^2 T_b m/4$  فلن زادت نتيجة الطرح بقيم النبضة على أنها 1 و إذا قلت

القيمة عن هذا الحد للفواصل بقيم النبضة على أنها 0.

و يمكن اختزال الدارة السابقة الى صورة أبسط للكشف عن إشارة

OOK لتصبح على النحو التالي:





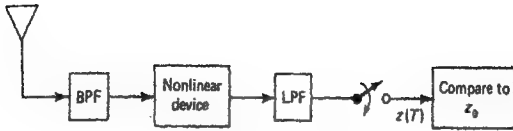
فالإشارة المستقبلية المعدلة OOK تتضمن مقاطع بقيمتين  $(A,0)$  و بمعامل تعديل  $m=1$ . و قيمة العتبة للمقارن تبسّط وفقاً لهذه القيمة لمعامل التعديل لتصبح  $(A^2 T_b / 4)$  فقط و لكن تبقى عملية تحديد قيمة النبضة كما هي.

و من المخطط الصندوقي لإدارة الكاشف ذو المصفي المتوافق matched filter detector نلاحظ أن قيمة للتردد المتولد في المستقبل يجب أن تماثل قيمة التردد الحامل المرسل في البداية  $f_c$ . و لكن هذا التردد قد تم إرساله مع إشارة المعلومات المرملة (كما في التعديل السعوي مع إرسال الحامل AM-TC)، و بالتالي يمكن استخلاصه من الموجة المستقبلية بإحدى طريقتين:

1. استخدام مصفى تمرير حزمة ترددية معينة band-pass filter.
2. استخدام دائرة (phase locked loop PLL).

#### 2-4-2-5 Incoherent De-Modulators المعطلات العكسية غير المتزامنة

المعدل العكسي غير المتزامن المستخدم في الأنظمة الرقمية، كتنظيم المستخدم في الأنظمة القياسية، لا يحتاج إعادة توليد التردد الحامل المستخدم مرة أخرى في المستقبل. و من أبسط صور هذا المعدل العكسي دائرة كاشف الغلاف envelope detector الموضحة في المخطط الصندوقي التالي:



Envelope detector for OOK BASK.

حيث يتم التخلص من الترددات غير المرغوبة المصاحبة للإشارة المعككة بواسطة مصفى BPF. ثم ترربع الإشارة  $x^2$  باستخدام جهاز غير خطي nonlinear device فتكون الإشارة للنتيجة على النحو التالي:

$$S^2(t) = 0.25A \pm 2Im^2(\cos 2)^2 \pi f_c t$$

$$0.25 - A \pm 2Im^2(+1)\cos(4\pi f_c t)/2$$

و بعد مصفى تمرير الترددات المنخفضة يتم التخلص من الحد ذو التردد العالي و يبقى الإشارة التالية:

$$S_o(t) = (A \pm 1)^2 m^2 / 8$$

أي أن الإشارة الناتجة تأخذ إحدى قيمتين فقط بناء على نوع النبضة. و في نظام OOK (حيث  $1=m$ ) تكون القيمتين الناتجتين من المعادلة الأخيرة:

$$S_o(t) = A \pm 1)^2 m^2 / 8$$

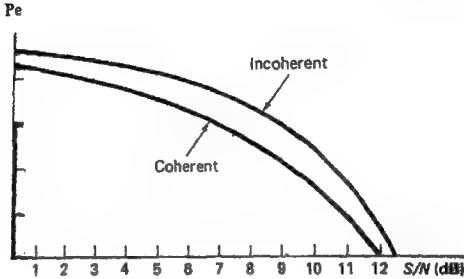
$$A = 4^{1/2} \text{ if pulse is 1}$$

OR

$$0 = \text{if pulse is 0}$$

و يتم اتخاذ قرار تحديد قيمة النبضة بمقارنة القيمة الناتجة من المصفى الأخير مع قيمة مرجعية (فولتية العتبة).

و عند المقارنة بين المعدل العكسي غير المترابط و المترابط نجد أن تصميم دائرة الأول أسهل بكثير من تصميم دائرة الثاني. أما بالنسبة للأداء، فعند نفس قيمة نسبة SNR تكون معدل الخطأ للنمضة الواحدة bit error rate في المعدل العكسي الغير مترابط أكبر منه في المعدل المترابط كما هو موضح في الشكل التالي:



و تمثل معادلة  $P_e$  للمعدل العكسي المترابط بالمعادلة التالية:

$$P_e = 0.5 \operatorname{erfc}(A^2 T_b / 8 N_0)^{1/2}$$

حيث:

$N_0$ : كثافة التشويش المضاف للإشارة و وحدتها watt/Hz.

$P_e$ : معدل الخطأ للنمضة.

$T_b$ : زمن إرسال النمضة.

بينما تمثل معادلة  $P_e$  للمعدل العكسي الغير مترابط بالمعادلة التالية:

$$P_e = 0.5 \exp(-A^2 T_b / 8 N_0)$$

مثال: أرسلت معلومات ثنائية عبر قناة بعد تعديلها تعديل معوي من نوع OOK و بمعدل نبضات يساوي 10 kbit/sec. حيث كانت الموجة

الحاملة إشارة جيبية قياسية ذات العلاقة التالية:

$$V_c(t) = 0.01 \cos(2\pi 10^7 t)$$

و تراكب تشويش على الإشارة أثناء عملية الإرسال ذو كثافة قدرة

كلية 500  $\mu\text{watt/Hz}$ .

1. صمّم كاشف مترابط coherent للإشارة الرقمية و جد قيمة  $P_e$

له.

2. صمّم كاشف غير مترابط incoherent للإشارة الرقمية و جد قيمة

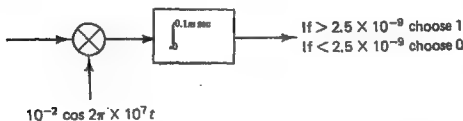
$P_e$  له.

الحل:

1. حيث أن الإزاحة المستخدمة من نوع OOK فإننا نستطيع استخدام

السدارة المبسطة من كاشف المصفى المتوافق ككاشف مترابط على

للنحو التالي:



حيث يتم إعادة توليد الموجة الحاملة و ضربها بالإشارة المستقبلية،

ثم إجراء عملية التكامل للفترة الزمنية لنبضة واحدة و التي يتم حسابها من

معدل النبضات على النحو التالي:

$$T_b / 1 - R = 1/10^4 \quad 0.1 - \text{msec}$$

و يتم حساب معدل الخطأ للجزء بالتطبيق المباشر في القانون

الخاص به:

$$\begin{aligned} P_e &= 0.5 \operatorname{erfc}(A^2 T_b / 8 N_0)^{1/2} \\ &= 0.5 \operatorname{erfc}(10^{-4} * 10^{-4} / 8 * 500 * 10^{-6})^{1/2} \\ &= 0.5 \operatorname{erfc}(1.58) = 0.013 \end{aligned}$$

2. ان دائرة المعدل العكسي غير المترابط المعطاة خلال هذه الوحدة تمثل

كاشف للإشارة الرقمية في هذا المثال، و بمعدل الخطأ للجزء محسوب

وفقا للقانون الخاص به على النحو التالي:

$$\begin{aligned} P_e &= 0.5 \exp(-A^2 T_b / 8 N_0) \\ &= 0.5 \exp(-0.0001 * 0.1 * 10^{-3} / 8 * 500 * 10^{-6}) \\ &= 0.5 \exp(-2.5) = 0.041 \end{aligned}$$

نلاحظ أن  $P_e$  للمعدل الغير مترابط أكبر منه للمعدل المترابط، و

بكلمات أخرى: ان أداء performance المعدل العكسي المترابط أفضل من

أداء المعدل العكسي الغير مترابط.

### 3-5 الإزاحة الترددية (FSK) Frequency Shift Keying

#### FSK معادلة الإزاحة الترددية 1-3-5

فسي التعديل الترددي يتغير تردد الموجة الحاملة تبعاً للقيمة اللحظية

لموجة المعلومات المحمولة مع بقاء الاتساع ثابت، و في النظام الثنائي حيث

تتناوب الموجة المحمولة بين قيمتين، فإن تردد الإشارة المعكّلة يتناوب بين

قيمتين أيضاً تبعاً لقيمة النبضة (0,1). و نتيجة لعملية التعديل الترددي يحدث

إزاحة لموجة حزمة النطاق الأساسي إلى حزمة الترددات العالية، و لذلك

يسمى هذا الإجراء بالإزاحة الترددية (FSK) Frequency Shift Keying.

يمكن تمثيل تردد موجة FSK بالمعادلة التالية:

$$f_i(t) = f_c + d_i \Delta f$$

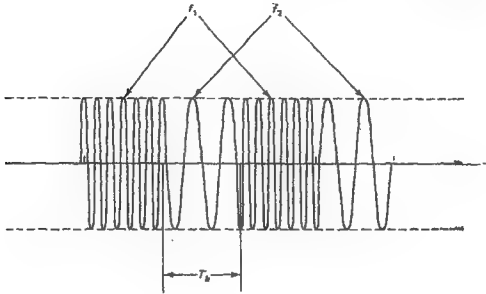
$f_c$  : تردد الموجة الحاملة.

$\Delta f$  : الإزاحة العظمى عن التردد الحامل maximum deviation.

$d_i$  : 1+ أو 1- اعتمادا على قيمة النبضة المحمولة فيما إذا كانت 1 أو 0 على الترتيب.

و بالتالي فان تردد الموجة المعكّلة الناتجة يحوي ترددين مختلفين و

بإزاحة محددة عن التردد الحامل  $f_c$ . و الشكل التالي يبين شكل موجة FSK الثنائي الناتجة من عملية التعديل:



و يمكن التعبير عن الموجة المعكّلة FSK بالعلاقة التالية:

$$X(t) = A \sin(2\pi f_i(t)t)$$

و بالتالي يختلف تردد الموجة الأخيرة باختلاف النبضة المحمولة.

### 5-3-2 الطيف الترددي للإزاحة FSK

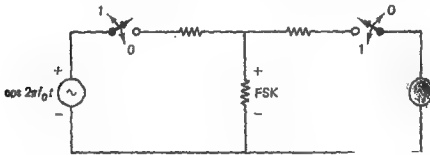
أن الإزاحة الترددية تتضمن استعمال ترددين حاملين مختلفين  $\sin^2(f)/f^2$ . فيمكن استنتاج أن الطيف الترددي لإشارة FSK ستكون محصلة جمع الطيف الترددي لإشارتين معدلتين تعديل ASK إحداهما عند التردد  $f_1$  و الأخرى عند التردد  $f_2$ . حيث:

$$f_2 = f_c + \Delta f$$

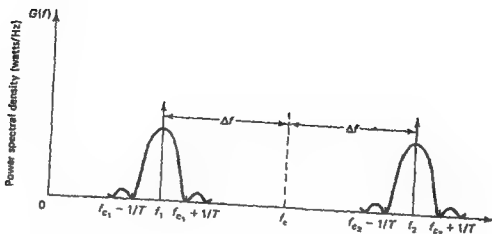
و

$$f_1 = f_c - \Delta f$$

و الشكل التالي يبين فكرة الحصول على إشارة FSK من تركيب superposition لإشارتين ASK:



و حيث أن الطيف الترددي لإشارة ASK الواحدة ذو شكل للتران  $\sin^2(f)/f^2$  ممزاج إلى التردد الحامل  $f_c$ ، فإن الطيف الترددي لإشارة FSK ستكون من مكونتين من هذه العلاقة أحدهما عند  $f_1$  و الآخر عند  $f_2$  كما هو موضح في الشكل التالي:

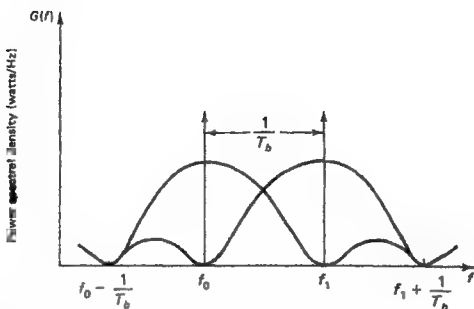


على افتراض تكافؤ احتمالية ظهور النبضة 1 و النبضة 0، فإن قدرة الحامل الواحد (المبين بهيئة وميض) تساوي  $A^2/8$ ، أما قدرة الحزمة الجانبية الواحدة الممثلة للمعلومة المرسلة فتساوي  $A^2/8$ . وبالتالي فإن القدرة الكلية للإرسال تساوي:

$$P_t * 2 = P_c * 2 + P_{sb} \\ = 2 * A^2/8 + 2 * A^2/8 = A^2/2$$

و يمكن للحصول على صيغة من الطيف الترددي مطوّرة عن السابقة، وذلك بفرض الإزاحة الترددية بين الترددين الحاملين بقيمة مساوية لمعدل نقل النبضات bit transmission rate. و يعرف هذا التطوير بفصل النغمات المتعامد orthogonal tone spacing، و هو يحقق تحسين في أداء أنظمة FSK. و الشكل التالي يبين الطيف الترددي لنواتج عن هذا التطوير، فم، إشارة :FSK





لإيجاد عرض النطاق من الطيف الترددي للنظام لا بد من إعادة تعريفه على أنه عرض النطاق المطلوب بإرسال النسبة الأكبر من الإشارة (حيث أننا نلاحظ أن الطيف الترددي يحل محور التردد بالكامل عند عدم إهمال المكونات ذات القدرة الضئيلة). و يقيم بعرض النطاق الترددي بأول حدوث للصفر first null في الطيف الترددي، و بالتالي فهو يساوي:

$$BW = 2\Delta f + 2R_b$$

حيث:

$BW$ : عرض النطاق الاسمي nominal bandwidth.

$\Delta f$ : الإزاحة بين التردد الحامل و التردد المركزي أو يمكن القول

أن  $2\Delta f$  هي المسافة بين الترددين الحاملين للموجة.

$R_b$ : معدل إرسال النبضات bit transmission rate.

مثال 1: اشتق علاقة عرض النطاق الاسمي لاشارة FSK ذات الفصل المتعامد للنغمات orthogonal tone spacing. و احسب قيمته إذا كان معدل إرسال النبضات يساوي  $10^4$  Hz.

الحل:

في حالة الفصل المتعامد للنغمات تكون المسافة بين الترددي الحاملين متساوية لمعدل إرسال النبضات، أي أن:

$$\Delta f = 2R_b$$

و بالتالي فإن معادلة عرض النطاق ستصبح على النحو التالي:

$$BW = \Delta f + 2R_b$$

$$= R_b + 2R_b = 3R_b$$

و بالتالي يمكن حسابه للنظام المعطى بالتعويض المباشر في العلاقة التي حصلنا عليها:

$$BW = 3R_b$$

$$10^4 \times 3 = 30 \text{ KHz}$$

مثال 2: اعتمادا على مبدأ ان إشارة FSK هي تركيب من إشارتين ASK، اشتق علاقة عرض النطاق الاسمي لاشارة ASK.

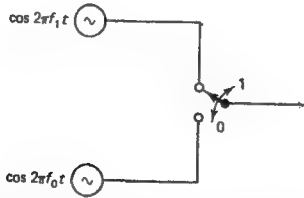
الحل:

عند فرض  $\Delta f=0$  نلاحظ أن كلا الحزمتين الجانبيتين في الطيف الترددي لإشارة FSK يتطابقان عند التردد الحامل  $f_c$  فنحصل على الطيف الترددي لإشارة ASK و بالتالي يمكن استنتاج علاقة BW لإشارة ASK على النحو التالي:

$$\begin{aligned} BW &= \Delta f + 2R_b \\ &= 0 + 2R_b = 2R_b \end{aligned}$$

### 3-3-5 معالجات الإزاحة الترددية FSK Modulators

انطلاقاً من مفهوم تراكب إشارتين ASK لإنتاج إشارة FSK، يمكن تمثيل المخطط الصندوقي لدارة معدل الترددي كما هو موضح في الشكل التالي:



حيث تتكون الدارة من مولدين للترددات العالية ( $f_1, f_0$ )، و وفقاً لقيمة النبضة المحملة يتم التحكم بالمفتاح الإلكتروني بحيث تحمل النبضة 1 على التردد الأول و تحمل النبضة 0 على التردد الثاني.

تقنية أخرى يمكن استخدامها في دوائر التعديل الترددي FSK، و هي تشفير النبضات بالشفرة ثنائية القطبية bipolar و من ثم إدخالها الى معتل FM قياسي ممثّل بدارة Voltage Control Oscillator (VCO). فحيث أن النبضة 1 ممثلة بفولتية  $V +$  فسوف ينتج عنها من دارة VCO إشارة قياسية ذات تردد ثابت. و عند دخول النبضة 0 الممثلة بفولتية أخرى  $V -$  فسوف ينتج عنها من دارة VCO إشارة قياسية ذات تردد ثابت مختلف عن الأول. و الشكل التالي يبين المخطط الصندوقي لهذه التقنية:



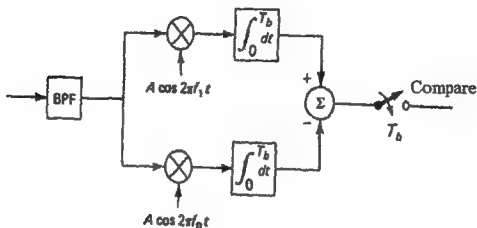
عند تصميم المعدلات الترددية لا بد أن يؤخذ في عين الاعتبار أن التحول في النبضات (بين 0 و 1) لا يتم بشكل فوري و لحظي، فالنبضة ليست مربعة بشكل مثالي فعملية التحويل switching من مستوى إلى آخر تستلزم فترة زمنية و إن كانت فترة قصيرة جدا. إن الإزاحة الترددية FSK هي الهيئة الأكثر شيوعا للاتصالات الرقمية في أنظمة النقل التليفونية. فعند استخدام قناة صوتية لإرسال معلومات رقمية فلا بد أن يتوافق التعديل المستخدم مع خصائص القناة الصوتية.

#### **4-3-5 المعدلات العكسية للإزاحة الترددية FSK De-Modulators**

#### **1-4-3-5 المعدلات العكسية المترابطة Coherent De-Modulation**

في المعدل العكسي المترابط لا بد أن يتم توليد تردد مساو للتردد الحامل في المستقبل. و في حالة الإزاحة الترددية لا بد من توليد ترددين مكافئين للترددين الحاملين للمعلومات. و يستخدم لهذا الغرض الكاشف ذو

المصفى المتوافق matched filter detector كما هو موضح في الشكل التالي:



و هذا المخطط في هيئته العامة مشابه للكاشف المستخدم في الإزاحة السعوية و لكن الإشارتين المتولدين في الأول كانت ثابتة التردد مختلفة الاتساع. أما الإشارتين المتولدتين هنا فتأبئتين في الاتساع و لكن بترددين مختلفين. و يمكن الحصول على هذين الترددين المطلوبين إما باستخدام مصفى حزمة ترددات BPF أو باستخدام دوائر PLL. و كما هو الحال مع ASK، فإن التردد الحامل غير ظاهر دائما، فعند إرسال النبضات 1 فإن التردد  $f_c + \Delta f$  فقط يظهر في الإشارة المستقبلية. و على العكس عند إرسال نبضات 0 متتالية فإن التردد  $f_c - \Delta f$  يظهر في الإشارة المستقبلية و لكن يغيب التردد  $f_c + \Delta f$  في هذه الحالة. و تؤثر هذه الحالة على عمل PLL و يزداد تأثيرها سوءا بازدياد تعاقب النبضات 1 أو النبضات 0 المتتالية.

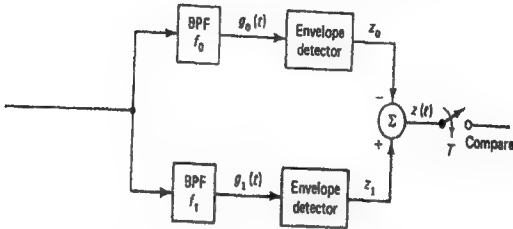
إن الأثر السلبي لارتفاع النبضات المتتالية في المعدلات العكسية المترابطة يدفعنا باتجاه النوع الآخر من المعدلات العكسية، و هي المعدلات للعكسية الغير مترابطة Incoherent Demodulation.

### 2-4-3-5 المعدلات العكسية غير مترابطة

#### Incoherent De-Modulation FSK

الشكل التالي يوضح المخطط الصندوقي للمعدل العكسي غير المترابط

للإزاحة الترددي FSK:



تمر الإشارة المحملة المستقبلة بمصفيين للترددات BPF بحيث يمرر المصفي الأول للتردد الحامل للنبضة 1 ( $f_1$ ) و يقوم المصفي الثاني بتمرير التردد الحامل للنبضة 0 ( $f_0$ ). و الإشارة الخارجة من كل مصفي تدخل الى كاشف الغلاف envelope detector ثم يتم الكشف عن حزمة التردد الأساسي بإجراء التكامل للإشارة الناتجة. و طرح الإشارة الناتجة من الجزء الأول من الإشارة الناتجة من الجزء الثاني نحصل على الإشارة الثنائية المشفرة بالشفرة ثنائية القطبية bipolar.

مثال آخر على المعدلات غير المترابطة للإزاحة الترددية موضحة في

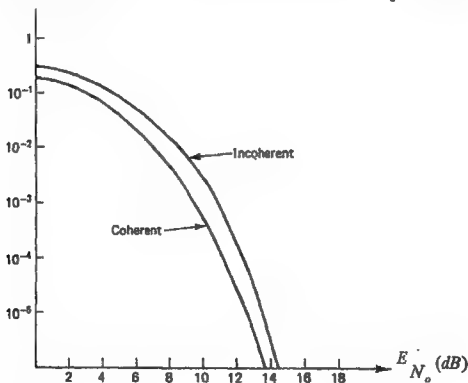


حيث يتناسب اتساع إشارة مخرج المميز discriminator بتردد الإشارة الداخلة إليه. و يتم استخلاص إشارة حزمة النطاق الأساسي بواسطة كاشف الغلاف envelope detector ، بحيث نحصل على إشارة مكونة من اتساعين مختلفين.

عند مقارنة كفاءة هذان النوعين من المعجلات العكسية نجد أنه عند نفس قيمة نسبة SNR تكون معدل الخطأ للنمضة الواحدة bit error rate في المعدل العكسي الغير مترابط أكبر منه في المعدل المترابط كما هو موضح في

Pe (bit error rate

المشكل التالي:



و تعطى قيمة  $P_e$  للمعدل العكسي المترابط هنا بالمعادلة التالية:

$$P_e = 0.5 \operatorname{erfc}(A^2 T_b / 4 N_0)^{1/2}$$

حيث:

$N_0$ : كثافة التشويش المضاف للإشارة و وحدتها watt/Hz.

$P_e$ : معدل الخطأ للنبضة.

$T_b$ : زمن إرسال النبضة.

بينما تعطى معادلة  $P_e$  للمعدل العكسي الغير مترابط بالمعادلة التالية:

$$P_e = 0.5 \exp(-A^2 T_b / 2 N_0)$$

#### 4-5 الإزاحة الطورية (PSK) Phase Shift Keying

##### 1-4-5 معادلة الإزاحة الطورية PSK

يتم تحميل المعلومات الرقمية (0 و 1) على موجة قياسية ذات تردد عالي ثابت الاتساع و التردد، و لكن متغير الطور وفقا للقيمة اللحظية للنبضة المحمولة و بالتالي تظهر للموجة المعثلة بإحدى صيغتين وفقا لقيمة النبضة (0 أو 1):

$$S_0(t) = A \cos(2\pi f_c t + \theta) \quad (0 \text{ for pulse } 0)$$

أو

$$S_1(t) = A \cos(2\pi f_c t + \theta) \quad (1 \text{ for pulse } 1)$$

فيمكن كتابة معادلة للموجة المعثلة PSK على النحو التالي:

$$S_i(t) = A \cos(2\pi f_c t + \Delta\theta d_i(t))$$

حيث:

$d_i(t)$ : البيانات المتتالية المكونة من النبضات 0 و 1.

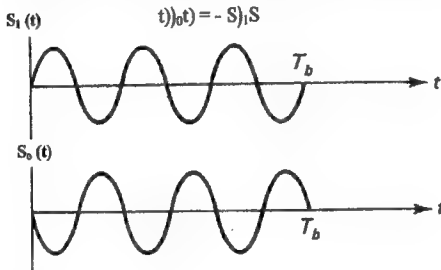
$\Delta\theta$ : معامل التعديل modulation index



حالة تعديل خاصة تحقق أقل قيمة لمعدل الخطأ للنبضة (عندما يساوي معامل التعديل  $\pi/2$ ) و هي حالة تعديل بدون إرسال الحامل (suppressed carrier). حيث تصبح فيها معادلة الموجة المعدلة على النحو التالي:

$$S_i(t) = A d_i(t) \cos(2\pi f_c t)$$

حيث تمثل الإشارة الناتجة عن النبضة 1 و الإشارة للناتجة عن النبضة 0 بعلاقة واحدة و لكن بقطبية معاكسة كم هو مبين في الشكل التالي:



و لدراسة أنظمة التعديل الطوري المختلفة (عند التحدث عن نظام M-ary بشكل عام و ليس النظام الثنائي فقط) من المفيد تمثيل الإشارة بمخطط المتجهات signal space diagram. و هو تمثيل بواسطة المتجهات vectors يوضح الإسقاط المركب (الأفقي و الرأسى) للإشارة المرسل، ب حيث يمثل المحور الأفقي مكونة  $\cos(2\pi f_c t)$  و المحور الرأسى يمثل مكونة  $\sin(2\pi f_c t)$ . و كلما ازداد البعد بين تمثيل النبضة 0 و النبضة 1 كلما قلت احتمالية حدوث خطأ للنبضة. و المصافاة من نقطة الأصل الى نقطة تمثيل كل

حالة تساوي جذر طاقة الإشارة لكل نبضة (signal energy per bit  $E$ ) و  
التي يمكن حسابه من العلاقة بين الطاقة  $E$  و القدرة  $P$  على النحو التالي:

$$P = A \cdot 2^2 E / T_b$$

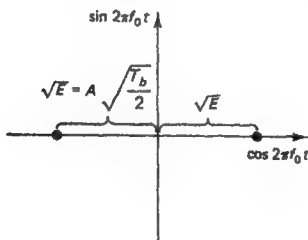
و بالتالي:

$$E = T_b A 2^2$$

و بالتالي:

$$\sqrt{E} = \sqrt{T_b A (2^2 - A)} \sqrt{T_b (2/}$$

و عند معامل التعديل  $(2/\pi)$  يتم تمثيل إشارة 1 بمتجه ذو قيمة  $\sqrt{E}$  على المحور الأفقي الموجب و تمثيل إشارة 0 بمتجه ذو قيمة  $\sqrt{E}$  على المحور الأفقي السالب كما هو موضح في الشكل التالي:



#### 2-4-5 الطيف الترددي للإشارة الطورية PSK

عند إعادة التعبير عن الإشارة المعكلة PSK بالاستفادة من خصائص  
العلاقة الجيبية نجد أن قدرة الحامل تساوي:

$$P_c = A^2 \cos(\Delta\theta)^2 / 2$$

و قدرة إشارة للمعلومات المحمولة تساوي:

$$P_{sb} = A^2 \sin^2(\Delta\theta)/2$$

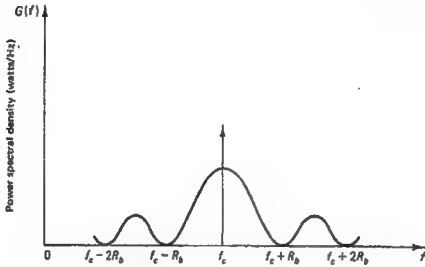
و بالتالي تساوي القدرة الكلية للإشارة المرسل:

$$2P_{sb} = P_c + P_{sb} = P_t$$

و الطيف الترددي لإشارة الإزاحة الترددية PSK يمكن اعتباره

الطيف الترددي لتركيب إشارتين ASK. و الشكل التالي يبين الطيف الترددي

للإزاحة PSK:



و في حالة التعديل بدون إرسال الحامل ( $\text{modulation index} = \frac{\pi}{2}$ )،

تصبح قيمة قدرة الحامل  $P_c = 0$  و قدرة إشارة المعلومات تساوي  $P_{sb} = A^2/2$

حيث تكافئ إشارة PSK الفرق بين إشارتين OOK. الأولى إشارة إزاحة

مسوية OOK لمعلومات ثنائية، و الثانية ناتجة من الإزاحة المسوية للإشارة

المتعمة للإشارة الأولى (متعمة 0 تساوي 1، و متعمة 1 تساوي 0).

نلاحظ من الطيف الترددي للإزاحة الطورية PSK أن الصفر الأول

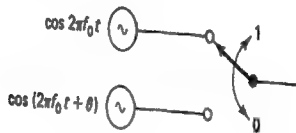
يحدث عند إزاحة عن التردد الحامل بقيمة معدل إرسال النبضات  $R_b$ .

وبالتالي يمكن حساب عرض النطاق الاسمي nominal BW وفقا للعلاقة التالية:

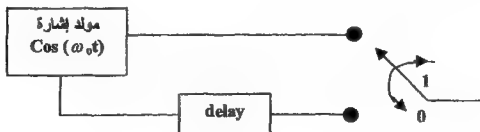
$$BW = 2R_b$$

### 5-5 معدلات الإزاحة الطورية PSK Modulators

ان مبدأ عمل معدلات الإزاحة الطورية PSK مشابهة لنظيرتها في معدلات الإزاحة الترددية FSK. و الشكل التالي يبين المخطط للصندوق لمعدل PSK حيث يتم تحميل كل نبضة 1 على إشارة و كل نبضة 0 على إشارة ثانية مطابقة للأولى في الاتساع و التردد و لكن مختلفة عنها في الطور بحيث تستخدم النبضة للتحكم في المفتاح المتحرك بين الإشارتين الحاملتين للمعلومة:



و يمكن استبدال المولدتين بمولد إشارة واحد بحيث يستعمل بشكل مباشر مع نبضة 1 و بشكل متأخر delay مع النبضة الأخرى 0 (أو العكس) كما هو موضح في الشكل التالي:



مثال آخر على معدلات الإزاحة الطورية PSK يمكن تمثيله بمعدل طوري قياسي PM مسبوق بدائرة شرطية conditioning أو تنعيمية smoothing لأن معدل الطور القياسي لا يستجيب للتغير المفاجئ في الطور كما هو موضح في المخطط الصندوقي التالي:

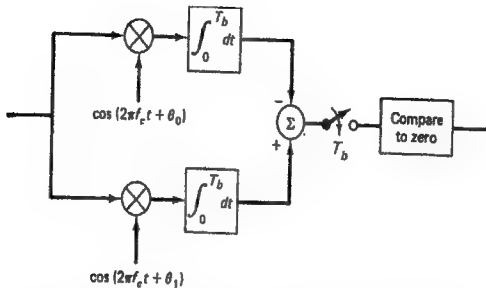


#### 5-6 المعدلات العكسية للإزاحة الطورية PSK De-Modulators

من البديهي بعد الحديث أن معدلات الإزاحة الطورية PSK مناظرة لمعدلات الإزاحة الترددية FSK ، أن نتوقع أن المعدلات العكسية للإزاحة الطورية PSK مناظرة للمعدلات العكسية للإزاحة الترددية FSK. و بشكل عام يوجد نوعين من المعدلات العكسية للإزاحة الطورية PSK:

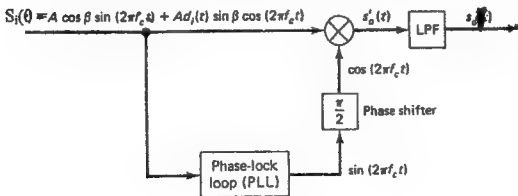
الأول: تتضمن هذه التقنية استخلاص إشارة حزمة للنطاق الأسامي من إشارة PSK. و من ثم اتخاذ القرار حول نوع النبضة.

الثاني: من خلال هذه التقنية يتم تنفيذ عمليتي التعديل العكسي و اتخاذ القرار حول نوع النبضة في إجراء واحد. و الشكل التالي يبين الدارة المسؤولة عن تنفيذ هذان الإجراءان و المتمثلة بالكاشف ذو المصفى المتوافق Matched Filter Detector:

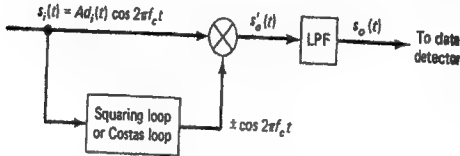


و نلاحظ أن الفرق بين هذا الكاشف و نظيره في الإزاحة الترددية FSK، أن الإشارتين الداخلتين للضارب لهما نفس التردد و لكن لكل منهما طور مختلف عن طور الآخر  $(\theta_1, \theta_0)$ . و يعدّ هذا المعادل العكسي مترابط حيث يتم توليد التردد الحامل في المستقبل  $f_c$ .

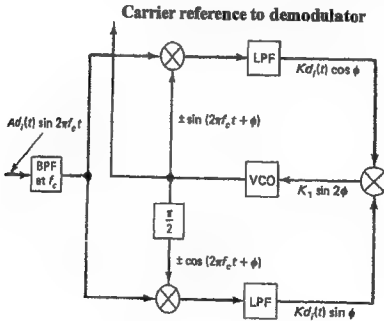
عندما يتم إرسال التردد الحامل في إشارة الإزاحة الطورية PSK ) حيث  $(2/\pi \neq \Delta\theta)$ ، يمكننا إعادة استخلاصه في المستقبل من الإشارة المرسله بواسطة مصفى تمرير حزمة ترددات ضيقة narrowband band pass filter أو بواسطة دائرة Phase Lock Loop الموضحة في الشكل التالي:



لكن في حالة الإزاحة الطورية بدون إرسال الحامل (حيث  $\pi = \Delta\theta$ ) ، فإن دائرة PLL لا تصبح فعالة حيث لا فائدة من دائرة الإزاحة  $2/\pi$  shifter . ويجب أن نلجأ إلى حلقات مربعة squaring loops لإعادة استخلاص تردد الحامل كما هو موضح في الشكل التالي:

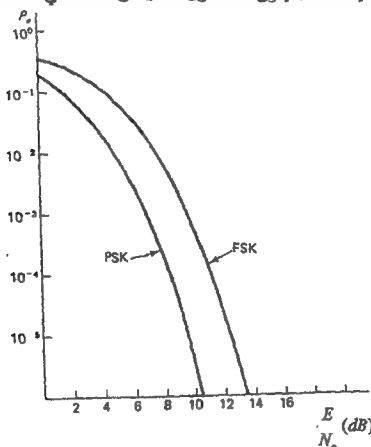


إن الحلقة المضلعة Costas Loop مثال على الحلقات المربعة المستخدمة لهذا الغرض حيث يحدث الإغلاق lock في الحلقة عندما يزول مقدار الفرق في لزاوية إلى الصفر. و الشكل التالي يبين المخطط الصندوقي لدائرة Costas Loop:



من الجدير بالذكر أن المعدلات العكسية غير المترابطة غير عملية لاسترجاع إشارة المعلومات من الإشارة المعكّلة PSK. حيث أن الدوائر التابعة لتلك التقنية لا تهتم بجزئية الطور في الإشارة و بالتالي لن يتم التمييز بين الإشارة الحاملة للنبتضة 1 و الإشارة الحاملة للنبتضة 0.

أما بالنسبة لأداء المعكّل العكسي للإزاحة الطورية PSK فيمكن مقارنته بأداء المعكّل العكسي للإزاحة الترددية FSK فنلاحظ من الشكل التالي أنه عند نفس قيمة SNR يكون أداء الأول أفضل من أداء الثاني:



و تعطى معادلة معدل الخطأ في النبتضة للمعكّل العكسي PSK على النحو التالي:

$$P_e = 0.5 \operatorname{erfc}(E/N_0)^{1/2}$$



حيث:

$N_0$ : كثافة التشويش المضاف للإشارة و وحدتها watt/Hz.

$P_c$ : معدل الخطأ للنبضة.

$E$ : طاقة النبضة .

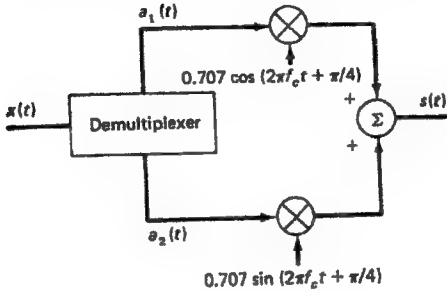
## 5-7 الإزاحة الطورية الثنائية و الرباعية و الثمانية MPSK

عندما يتم التعامل مع البيانات الرقمية نبضة فنبضة، و حيث أن النبضة عبارة عن قيمة ثنائية 1 أو 0، فإن الإزاحة الطورية للإشارة تسمى في هذه الحالة أيضا بالإزاحة الطورية الثنائية Binary Phase Shift Keying (BPSK). إن عرض النطاق الاسمي nominal BW للإشارة BPSK تساوي ضعف معدل إرسال النبضات  $R$ . و لكن من الممكن تصغير عرض النطاق المطلوب للإرسال بتجميع كل نبضتين في هيئة أزواج ذات أربعة احتمالات (00، 01، 10، 11). و يمكن إرسال قيم هذه الاحتمالات الأربعة باستخدام التعديل الطوري الرباعي Quadrature Phase Shift Keying (QPSK). بحيث تحمل كل عينة بطور مختلف و بمعدل مرة كل 2  $T_b$ . و بالتالي فإن عرض النطاق الاسمي للإزاحة QPSK هو نصف عرض النطاق المطلوب للإزاحة BPSK.

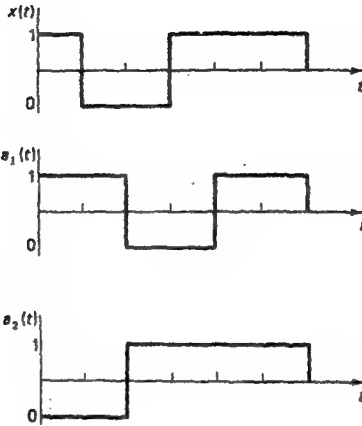
يمكن تشبيه إشارة QPSK بتراكب إشارتي BPSK أحدهما معجلة لإشارة  $\sin$  و الأخرى معجلة لإشارة  $\cos$ . بحيث تحصل كل مجموعة مزوجة من النبضات على طور خاص بها كما هو موضح في الجدول التالي:

$a_0$	$a_c$	$s(t)$
+1	+1	$+\cos 2\pi f_c t$
+1	-1	$-\sin 2\pi f_c t$
-1	-1	$-\cos 2\pi f_c t$
-1	+1	$+\sin 2\pi f_c t$

و الشكل التالي يبين المخطط الصندوقي لإدارة المعزل QPSK:



أولاً يقوم الموزّع بفصل البيانات الثنائية الداخلة إليه إلى جزأين: جزء للخانات الفردية و جزء للخانات الزوجية. الجزء الأول يسلك المسار العلوي من الدارة فيحمل على إشارة  $\cos$ ، و الجزء الثاني يسلك المسار السفلي منها فيحمل على إشارة  $\sin$ . و الشكل التالي يبين عمل الموزّع Demultiplexer لإعادة تمثيل إشارة المعلومات  $x(t)$  في جزأين أحدهما للنبتة ذات التفرع الفردي  $a_1(t)$  و الثاني للنبتة ذات التفرع الزوجي  $a_2(t)$ .

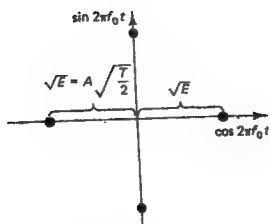


و بجمع الإشارتين الناتجتين من الضاربين نحصل على أربعة احتمالات لإشارات يفصل بين كل منها فرق طور  $90^\circ$  و لكل منهم بعد عن نقطة الأصل ثابت بمقدار يساوي:

$$\sqrt{E} = A\sqrt{T/2}$$

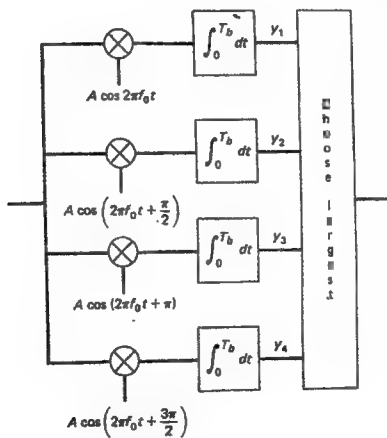
حيث  $T$  تساوي ضعف زمن إرسال النبضة  $T_b$  في هذه الحالة و

الشكل التالي يبين التمثيل الفراغي للتمثيل space representation لإشارة QPSK:



أما المعدل العكسي لإشارة QPSK فيمكن تمثيله بالمنحط الصندوقي

التالي:

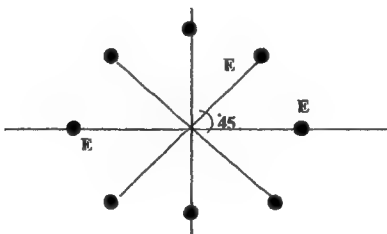


بشكل مكافئ، يمكن الحديث عن الإزاحة الطورية الثمانية. الفرق أننا في هذه الحالة نقوم بتجميع كل 3 نبضات في هيئة مجموعات ذات ثمانية احتمالات (000، 001، 010، 011، 100، 101، 110، 111). بحيث تحمل كل عينة بطور مختلف و بمعدل عينة كل  $3T_b$ . و بالتالي فإن عرض للنطاق الاسمي للإزاحة الطورية الثمانية هو ثلث عرض للنطاق المطلوب للإزاحة BPSK.

لغرض التمثيل الفراغي للإشارة الناتجة في هذه الحالة نلاحظ أننا نحتاج 8 مواقع مختلفة و على أبعاد متساوية من دائرة لتمثيل النقاط، فتكون قيمة الزاوية بين نقطتين متجاورتين:

$$360^\circ / 8 = 45^\circ$$

و الشكل التالي يبين هذا التمثيل الفراغي (تمثيل المتجهات) لهذه الإشارة:



#### 4-5 مبدأ التعديل الرباعي السعوي QAM

في الاتصالات التنبهية analog communication كان المقصود بالتعديل الرباعي السعوي Quadrature Amplitude Modulation (QAM) إرسال إشارتي معلومات قياسية AM ضمن عرض النطاق المخصص لإرسال إشارة واحدة فقط منهما، و بالتالي يتم التوفير في عرض النطاق المستخدم.

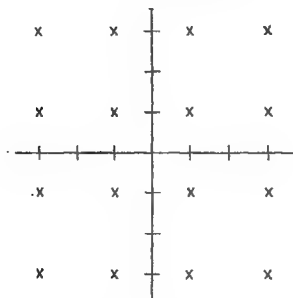
كذلك في أنظمة الاتصالات الرقمية Digital Communication، فإن الغرض من QAM هو التوفير في عرض النطاق المستخدم. و لكن كيف يتم تطبيق هذه التقنية؟

مثال لتوضيح مبدأ التعديل الرباعي السعوي QAM : إذا قمنا بتجميع كل 3 نبضات مسويا في مجموعات، فإن عدد الاحتمالات المتوقعة لهذه المجموعات يساوي 8 (000، 001، 010، 011، 100، 101، 110، 111). و بالتالي يمكن تمثيل هذه الاحتمالات الثمانية تمثيل متجهي من خلال 8 نقاط مختلفة الطور PSK-8 ary. و يمكن التحسين في أداء النظام بفصل هذه النقاط عن بعضها البعض بأكبر مسافة ممكنة. و يتحقق ذلك بالتوزيع الرباعي QAM للنقاط فلا يكون لكل عتبة طور مختلف فقط و إنما طور و اتساع مختلفين. و حيث أن التعامل أصبح مع ثلاث نبضات عوضا عن نبضة واحدة فإن القيم تتغير كل فترة زمنية تساوي  $T_b/3$  و بالتالي يقل عرض النطاق الى الثلث:

$$BW_{-8QAM} = BW / 3$$

و يمكن عرض QAM-16 كمثال على هذه الصيغة من التعديل السعوي. و من الاسم يتضح أن عدد الاحتمالات الواردة 16 احتمال للمجموعات الناتجة من تركيب النبضات و بالتالي يمكن استنتاج أن عدد

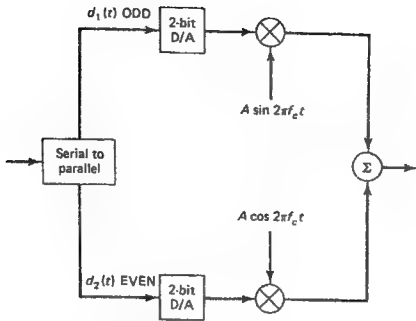
النبضات المجمعّة في المجموعة الواحدة يساوي 4 ( و بالتالي نخفض عرض النطاق المطلوب الى الربع). للمقارنة مع PSK-16 نلاحظ أننا نحتاج 16 موقع مختلف و على أبعاد متساوية من دائرة لتمثيل النقاط تمثيل متجهات، فتكون قيمة الزاوية بين نقطتين متجاورتين  $22.5^\circ$ ، أما في حالة QAM-16 فإن كل من الاتساع و لزاوية متغيران، و بالتالي لم تعد النقاط جميعها واقعة على محيط دائرة واحدة. و التمثيل الفراغي للنقاط تأخذ شكل مصفوفة مربعة منتظمة كما هو موضح في الشكل التالي:



فكل مجموعة من مجموعات البيانات المجمعّة (و عددها 16) لها اتساع و طور خاصين بها بحيث:

$$(t + \theta_0 A_i \cos(2\pi f - t)) S_i$$

و الشكل التالي يبيّن المخطط الصندوقي لمعدل QAM-16:



يتم تجميع كل أربعة نبضات متتالية زمنياً بواسطة دائرة تحويل البيانات المتتالية إلى متوازية serial to parallel . و يتم فصل البيانات ذات الخانات الفردية لتشكيل أربعة تركيبات مختلفة تعدل بإشارة جيبية (sin)، بينما تفصل البيانات ذات الخانات الزوجية لتشكيل أربعة تركيبات مختلفة تعدل بإشارة جيبية (cos). ثم يتم تجميع الجزأين الناتجين سوياً بحيث تنتج 16 حالة مختلفة لتشكل التمثيل الفراغي المماثل.

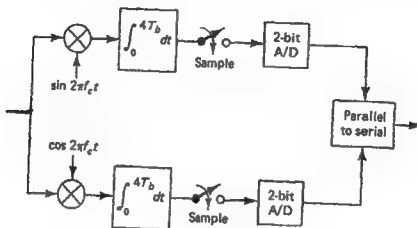
أما المعدل العكسي لإشارة QAM-16 فيتضمن خطوات مكافئة لما تم في المعدل. فيتم ضرب الإشارة المستقبلية بإشارتي ((sin, cos) وإيجاد المساحة تحت المنحنى الناتج (التكامل). و نتيجة القيمة الناتجة من المكامل يتخذ القرار في النبضتين (العينة sample)، فينتج من الجزء العلوي من المخطط النبضتين ذات الخانات الفردية بينما ينتج من الجزء السفلي من المخطط النبضتين ذات الخانات الزوجية. ثم تحول العينة الناتجة إلى ما تكافئها من نبضتين رقميتين بواسطة محول الإشارة للقياسية إلى إشارة رقمية (DAC).



و في مرحلة نهائية يتم إعادة النبضات المتوازية الى أصلها المتوالي بواسطة DAC.

و الشكل التالي يبين المخطط للصندوق للمعدل العكسي لمستقبلة

إشارة QAM-16:



## أسئلة الوحدة الخامسة

- س(1) ما الفرق بين التعديل القياسي و التعديل الرقمي؟
- س(2) ما سبب تسمية التعديل الرقمي باسم "الإزاحة"؟
- س(3) ما أنواع التعديل الرقمي؟ عرّف كل نوع.
- س(4) ما المعادلة الممثلة لكل نبضة في الإزاحة السعوية إذا كان معامل التعديل  $m=0.5$  ؟
- س(5) ما المعادلة الممثلة لكل نبضة في الإزاحة السعوية إذا كان معامل التعديل  $m=0.25$  ؟
- س(6) ما معامل التعديل السعوي الذي يحقق أقل معدل خطأ للنبضة  
? $\text{minimum bit error rate}$
- س(7) ما المقصود بالإزاحة السعوية OOK ؟
- س(8) كيف نحصل على الإشارة للمعدلة OOK ؟
- س(9) إذا فرضنا أن اتساع الموجة الحاملة يساوي 12V، فما قيمة:
1. القدرة  $P_c$
  2. متوسط القدرة المنقولة  $P_t$
- س(10) ما الفرق الأساسي بين المعدلات العكسية المترابطة و المعدلات العكسية غير المترابطة ؟
- س(11) ما مبدأ عمل الكاشف ذو المصفى المتوافق matched filter  
? $\text{detector}$
- س(12) كيف يمكن استخلاص التردد الحامل من الموجة المستقبلية ؟

س13) أرسلت معلومات ثنائية عبر قناة بعد تعديلها تعديل سعي من نوع OOK و بمعدل نبضات يسوي 100 kbit/sec. حيث كانت الموجة الحاملة إشارة جيبية قياسية ذات العلاقة التالية:

$$V_c(t) = 0.001 \cos(4\pi 10^7 * t)$$

و تراكب تشويش على الإشارة أثناء عملية الإرسال نو كثافة قدرة كلية  $10^{-12}$  watt/Hz.

1. صمّم كاشف مترابط coherent للإشارة الرقمية و جد قيمة  $P_e$  له.

2. صمّم كاشف غير مترابط incoherent للإشارة الرقمية و جد قيمة  $P_e$  له.

س14) ارسم المخطط الصندوقي لمعدل:

1. إزاحة سعوية ASK.
2. إزاحة سعوية OOK.
3. إزاحة ترددية FSK.
4. إزاحة طورية BPSK.
5. إزاحة طورية QPSK.
6. إزاحة سعوية QAM.

س15) ارسم المخطط الصندوقي لمعدل عكسي غير مترابط لكل مما يلي:

1. إزاحة سعوية ASK.
2. إزاحة سعوية OOK.
3. إزاحة ترددية FSK.
4. إزاحة سعوية QAM.

س16) ارسم المخطط الصندوقي لمعدل عكسي مترابط لكل مما يلي:

1. إزاحة سعوية ASK.
2. إزاحة سعوية OOK.
3. إزاحة ترددية FSK
4. إزاحة طورية BPSK.
5. إزاحة طورية QPSK
6. إزاحة سعوية QAM.

س17) ما المقصود بعرض النطاق الاسمي nominal BW للإرسال؟

س18) احسب قيمة عرض النطاق الاسمي لإشارة FSK ذات الفصل المتعامد للنغمات orthogonal tone spacing إذا كان معدل إرسال النبضات يساوي  $10^5$  Hz.

س19) أي أنواع التعديل الرقمي الأكثر شيوعا في أنظمة الاتصالات الرقمية ؟  
س20) لماذا لا يمكن استخدام المعدلات العكسية غير المترابطة في الإزاحة الطورية PSK؟

س21) ما المقصود بمخطط المتجهات signal space diagram ؟

س22) ارسم مخطط للمتجهات ( التمثيل الفراغي ) لإشارة:

1. ASK
2. OOK
3. FSK
4. PSK
5. QPSK
6. QAM

إذا كان زمن النبضة الواحدة  $T_b = 10^{-12}$  sec و الاتساع  $A = 5v$ .

س23) ما قيمة معامل التعديل الطوري بدون إرسال الحامل؟

س24) إذا كان زمن إرسال النبضة الواحدة  $T_b = 10^{-12} \text{ sec}$ ، احسب عرض النطاق الاسمي لإشارة معقدة من نوع:

1. ASK
2. OOK
3. FSK
4. PSK
5. QPSK
6. QAM

س25) للإزاحة الطورية بنون إرسال الحامل ( حيث  $\Delta\theta = 2/\pi$  )، فإن دائرة PLL لا تصبح فعالة كدائرة معتل عكسي. لماذا؟

س26) أيهما ذو أداء أفضل: للمعتل العكسي للإزاحة الطورية PSK أم للمعتل العكسي للإزاحة الترددية FSK ؟

س27) صمّم الكاشف المترابط لنظام الإرسال الرقمي اللازم لإرسال البيانات الممثلة بالمعادلتين التاليتين:

$$S(t) = A \cos(2\pi f_c t)$$

$$S(t) = A \cos(2\pi f_c t + 90^\circ)$$

إذا كانت نسبة SNR للنظام تساوي 16dB، فما أكبر معدل إرسال للنبضة بحيث يبقى معدل الخطأ في النبضة أقل من  $10^{-3}$  ؟

س28) صمّم الكاشف المترابط لنظام الإرسال الرقمي اللازم لإرسال البيانات الممثلة بالمعادلتين التاليتين:

$$S(t) = 10^{-1} \cos(2\pi f_c t)$$

$$S(t) = 10^{-1} \cos(2\pi f_c t + 45^\circ)$$

إذا كانت نسبة SNR للنظام تساوي 19 dB، فما أكبر معدل إرسال للنبضة بحيث يبقى معدل الخطأ في النبضة أقل من  $10^{-4}$  ؟

س29) صمّم الكاشف المترابط لنظام الإرسال الرقمي اللازم لإرسال البيانات الممثلة بالمعادلتين التاليتين:

$$S_0(t) = \cos(2\pi f_c t) \quad 4$$

$$S_0(t) = \cos(2\pi f_c t) \quad 8$$

س30) صمّم المعدّل العكسي غير المترابط لنظام الإرسال الرقمي اللازم لإرسال البيانات الممثلة في السؤال السابق.

س31) جد معدل الخطأ للجزء لنظام FSK الممثل بالمعلومات التالية:

$$S_0(t) = \cos(1100t + 30^\circ) \quad 1$$

$$S_0(t) = \cos(1000t + 30^\circ) \quad 1$$

إذا كانت قيمة  $N_0 = 0.2$  و  $T_b = 10 \text{ sec}$ .

1. باستخدام كاشف مترابط.

2. باستخدام كاشف غير مترابط.

## الوحدة السادسة







## شبكات تراسل البيانات

### Data Transmission Networks

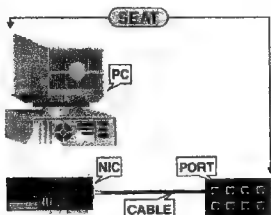
#### 1-6 شبكات تراسل البيانات Data Transmission Networks

شبكة تراسل المعطيات (البيانات) هي شبكة الاتصالات التي تمكن أي من أطرافها (مستخدميها) للوصول إلى طرف آخر منها و معالجة البيانات المتوفرة لدى ذلك الطرف مما يؤدي إلى توفير الوقت و المال و المشاركة بالمصادر المعلومات بين المستخدمين و بسهولة. و يعتمد نوع الربط بين محطات المعطيات على مدى كبر هذه الشبكة، فعدد قليل من الحواسيب ( الموجودة ضمن مساحة محددة) يمكن الربط للمباشر بينها بأي من الكوابل المناسبة لهذا الغرض.

و لكن للشبكات التي تغطي مساحات واسعة النطاق لا يعد من الممكن ربط المحطات ربطاً مباشراً، و لا بد في هذه الحالة من استخدام وحدات واجهة Interfaces . و الشبكة ليست عبارة عن معدات Hardware فقط، و إنما نحتاج أيضاً للبرامج Software الضرورية لتمكين كل محطة station فيها من الوصول لمحطة أخرى و مشاركتها بما لديها من معلومات. وبناءً على ذلك تصنف أسلوب الربط في الشبكات بصورة عامة إلى:

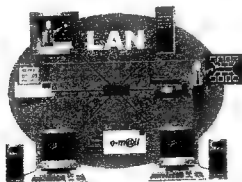
1. الربط المباشر Direct connection: لا حاجة لاستخدام وحدات واجهة و إنما يتم الربط بين الأطراف مباشرة بواسطة الكوابل. هذا النوع من الربط مناسب للمسافات القليلة. مثال على ذلك شبكة التليفونات الداخلية.
2. الربط غير المباشر Indirect Connection: لشبكات المساحات الكبيرة، يتم استخدام وحدات واجهة التي تربط بكل طرف من أطراف

للشبكة، و يتم تمرير المعلومات من طرف الى آخر مروراً بهذه  
الوحدات. و يستلزم هذا النوع من الربط معدات إضافية:

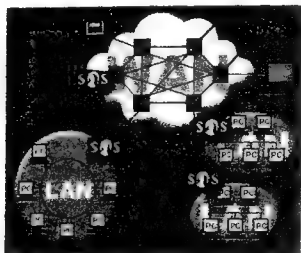


و عند الحديث عن شبكات الحاسوب لا بد من تصنيفها بحسب  
المساحات التي تغطيها الى:

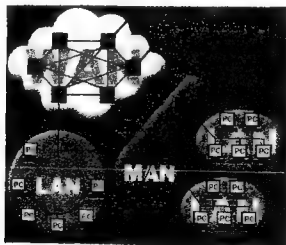
1. Local Area Network (LAN) : التي تغطي مساحات محلية  
صغيرة، و الموضحة في الشكل التالي.



2. Wide Area Networks (WAN) : التي تغطي مساحة كبيرة و  
تربط ضمنا بين شبكات LAN، و الموضحة في الشكل التالي:

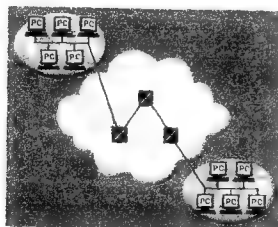


3. Metropolitan Area Networks (MAN) : التي تغطي  
ممساحات كبيرة و تربط بين شبكات LAN و شبكات WAN، و  
الموضحة في الشكل التالي:

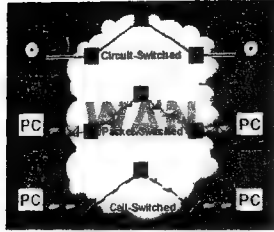


لأما شبكات تراسل المعطيات بشكل عام فيمكن ان نقسم الى نوعين:

1. شبكات الغلق و الفتح (switched networks): والتي تعرف أيضا بالعملية. و تعدّ مفاتيح التحويل بالهيئة التي تؤمن مسار مرور المعلومات من طرف الى آخر وفقا للحاجة. و تعد قليلة التكلفة من جهة، و من جهة أخرى قد تعاني المكالمة من تأخير زمني بسيط بسبب التحويل. و هي تمكّن مستخدمي الشبكة من اختيار الخدمات التي يريدونها و حجب بقية الخدمات ( و بالتالي لا يدفع المستخدم إلا تكلفة ما يطلبه هو من خدمات). و الشكل التالي يبين شبكة WAN من نوع الغلق و الفتح:



و روابط للفتح و الغلق نجدها في شبكات Frame ، ISDN ، PSTN و Relay و ATM networks . يمكن أن نتميز أنواع من شبكات الفتح و الغلق (الموضحة في الشكل التالي) ففي شبكات WAN نتميز 3 أنواع منها، هي:

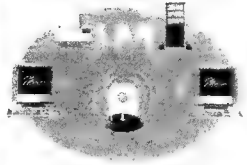


**1-1 Circuit-switched :** تمثّل الشبكات التي توفرّ قناة أو دائرة موزّعة تستخدم لفترة محددة خلال الإرسال. وفي الأصل تم تصميم هذه الشبكات لنقل الإشارة الصوتية القياسية. من أفضل الأمثلة على شبكات دوائر التحويل هي PSTN.

**2-1 Packet-switched :** تمثّل الشبكات التي تجزأ الرسائل الى مقاطع متعددة الأطوال و تقوم بإرسالها بشكل منفصل عبر روابط ديناميكية. و في الأصل تم تصميم هذه الشبكات لإرسال البيانات خلال الدوائر القياسية المعرضة للتشويش و الأخطاء. تعدّ شبكة الإنترنت أفضل مثال لشبكات تحويل الحزم.

**3-1 Cell-switched :** تمثّل الشبكات التي تجزأ الرسائل الى مقاطع محددة الطول و تقوم بإرسالها بشكل منفصل عبر روابط ديناميكية دائمة.

2. شبكات انتشار الأمواج broad cast networks : في هذا النوع من الشبكات تستطيع جميع الأطراف استقبال المعلومة المرسله من أحدها و في نفس الوقت. فيقل الاعتماد على الكوابل الفيزيائية في شبكات الاتصالات اللاسلكية.



و على الرغم من التحديات التي يواجهها الإرسال اللاسلكي (المسافة و طول خط النظر)، فان معايير و تطورات تكنولوجيا الاتصالات المتحركة في تزايد مستمر. مثال على شبكات WAN اللاسلكية الأقمار الصناعية أو إرسال أشعة الليزر من مبنى الى آخر (خط النظر)، و لكنها لا تتمتع بالسرعة اللازمة.

ان لكل من شبكات تراسل البيانات Data Transmission Networks (DTN) و شبكة للتليفونات Telephone Networks خصائص خاصة بكل منهم. و كلاهما يؤدي الغرض بنقل المعلومات. و لكن من المميزات التي تجعل لاستخدام DTS أفضلية على استخدام شبكة التليفونات: أ. تكلفة المكالمات القليلة (خاصة بما يتعلق بالمكالمات الدولية).

- ب. إمكانية تجنب التحدد على طلب المكالمات على الخط (dialed telephone call) بين نقطتين.
- ج. معدل الخطأ في DTN أقل من معدل الخطأ في شبكة التليفونات.
- د. الزمن اللازم لتهيئة المكالمات (call set up time) أسرع.
- هـ. السرعة العالية للإرسال.
- و. عمليات التشفير و الترميز و سرعة التحويل تصبح أسهل عند التعامل مع DTS.
- ز. تجنب التحديدات الناتجة عن المعدات (الفيزيائية). و ملائمة الخطوط للجهد.

تقسم خدمات المعطيات العامة غالباً الى أربعة أصناف:

1. الدوائر المؤجرة Leased Circuits.
2. استعمال شبكة المقاسم التليفونية العامة Public Switch Telephone Network (PSTN).
3. شبكة دوائر مقاسم المعطيات العامة Circuits Switch of Public Data Network (CPSDN).
4. شبكة ترانسل مقاسم حزم المعطيات (PSPDN).

## **2-6 الدوائر المؤجرة Leased Circuits**

الدوائر المؤجرة هي عبارة عن دوائر دائمة محجوزة لغرض واحد من الاتصالات و متوفرة للمستخدم في جميع الأوقات. و الخط المؤجر Leased Line هو الخط الدائم بين نقطتين أو أكثر من شبكة الاتصالات (فلا يوجد مفتاح للفتح و الغلق و التحكم بمسار المعلومات).

و استخدام هذا النوع من الدوائر في شبكات الاتصال كان فعال في السابق، حيث كان عدد المشتركين قليل و بالتالي كانت تكلفة هذه الدوائر أقل تكلفة من الشبكات الأخرى. و لكن مع التزايد المستمر و الضخم للمستخدمين (المشاركين) أصبح تطويرها ضرورة لا بد منها. و بدأ هذا للتطور باستخدام المركزات (concentrators) أو المجمعات (Multiplexer) لحمل أكثر من قناة على الخط الواحد. و مع التزايد الكبير لمستخدمي الشبكة و تضخم الحركة الهاتفية traffic تم استخدام المقاسم (switching equipments). و تعد الشبكات الخاصة private networks من الأمثلة على الدوائر المؤجرة، التي تخدم مستخدم (أو مجموعة من المستخدمين) بشكل دائم حيث تحتاج هذه الشبكات سرية في عدم للمشاركة بالمعطيات مع غير المستخدمين لها.

من الضروري توضيح مصطلح "المعيار standard"، و الذي يعرف على أنه أقل درجات الصفة العامة. و معظم للشركات تنمي المعايير ضمن النطاق الخاص بها مما يؤدي الى عدم تنافس الى أن تصبح من المعايير العامة. و عند تصميم شبكة لا بد من الالتزام بالمعايير المطبقة الخاصة بها. مثال ذلك لو لم أن أحد معايير التطبيقات criteria for application لشبكة أنها ذات سرية عالية، فلا يجوز أن ينتج عن تصميمها انعدام في السرية أو انخفاض في مستواها.

من الخصائص و معايير التطبيقات العامة للدوائر المؤجرة:

1. الثقة العالية High reliability.
2. درجة السرية العالية كونها دوائر خاصة لا تتشارك بالمعطيات مع غير المستخدمين.



3. الكلفة العالية حيث أن التوصيلات تستخدم لغرض واحد فقط، و  
لذلك فهي تستخدم غالبا عند الحاجة لنقل كمية كبيرة من  
الحركة الهاتفية بشكل موثوق بين نقطتين أو أكثر.
4. عدم الحاجة لتهيئة المكالمات call set-up حيث أن التوصيلات  
محددة بين نقاط محددة.

5. توفر الخطوط دائما 24 ساعة في اليوم، 7 أيام في الأسبوع.

أهم الاستخدامات للدوائر المؤجرة تتضمن video conferencing و  
تصوير البيانات الطبية medical data imaging و التحويلات المالية  
financial wire transfers.

تستعمل الدوائر المؤجرة مع أنظمة الاتصالات القياسية و أنظمة الاتصالات  
الرقمية. و تعتمد سرعة النقل بها على سرعة الكابل المستخدم في الشبكة  
(سرعة قليلة ~ copper cable، سرعة عالية ~ fiber optics). و قبل  
الدخول في تفاصيل كل نظام سنلقي الضوء على الحركة الهاتفية traffic.

### الحركة الهاتفية Traffic

- الحركة الهاتفية traffic تمثل جميع أنواع للمعطيات المتداولة بين  
أطراف الشبكة. و التي يمكن تصنيفها بكل أساسي الى:
1. صوت voice: و هو الجزء المستعمل بشكل تجميعي للتعبير عن  
الأصوات غير المضغوطة بحيث تنقل عبر الشبكة. و تعد PSTN لكبر  
شبكة صوتية موجودة الآن و إن كلفت تلبي احتياجات نقل البيانات  
أيضا.
  2. بيانات Data : التي تعود للمعلومات الإلكترونية الموجودة في الملفات،  
قواعد البيانات، الوثائق و الصور و التي تشفر رقميا كإشارتي الصوت  
و الصورة.

3. للصورة Video : و هو الجزء المستعمل بشكل تجميعي للتعبير عن الصور المتحركة غير المضغوطة بحيث تنقل عبر الشبكة.  
في الأصل صممت الشبكات لنقل نوع واحد من الحركة الهاتفية (صوت أو بيانات)، بينما شبكات الاتصالات الحديثة فتشمل المعدات الضرورية للتمكن من نقل أكثر من نوع.

#### 1-2-6 الدوائر المؤجرة القياسية Analog Leased Circuits

تستعمل الدوائر المؤجرة القياسية في الدوائر التليفونية. و من الخصائص العامة لهذه الدوائر:

1. خدمة ترسل المعطيات:

خلال الدوائر المؤجرة التليفونية يفضل معدلات ترسل المعطيات الرقمية المتزامنة التالية:

0.6, 1.2, 2.4, 3.6, 4.8, 7.2, 9.6, 14.4 Kbit/sec

2. استقلالية سلسلة أجزاء المعطيات المتعاقبة Data Independency.

3. واجهات للربط بين المعدات الطرفية للبيانات Data Terminal

Equipment (DTE) و المعدات بيانات نظام الاتصالات Data

Communications Equipment (DCE). وتعتمد خصائصها على

خصائص DTE و DCE. فيمكن أن تكون DTE حاسب رقمي أو آلة

طابعة أو ما إلى ذلك. و يمكن أن يكون DCE عبّارة عن المعدل أو

المعدل العكسي modem.

4. لغرض إرسال المعطيات خلال الدوائر المؤجرة القياسية نحتاج لأنظمة

التعديل و التعديل العكسي (modems). و نستطيع ان نميّز أنواع

مختلفة لأنظمة التعديل و التعديل العكسي وفقاً لحزمة المعطيات

المتداولة (حزمة للصوت، حزمة المجموعة، حزمة المجموعة الخاصة).

أ. حزمة الصوت voice band: في الأصل صممت أنظمة التعديل و التعديل العكسي modems الخاصة بهذه الحزمة للعمل مع شبكة المقاسم التليفونية العامة PSTN، و بالرغم من ذلك فهي مناسبة للعمل مع الدوائر الموجهة للقياسية. و هي تتضمن:

1. أنظمة التعديل و التعديل العكسي ذات نظام الإرسال و الاستقبال

الكامل duplex باستعمال خطين و بمعدل نبضات 1.2 Kbit/sec

2. أنظمة التعديل و التعديل العكسي ذات نظام الإرسال و الاستقبال

الكامل duplex باستعمال خطين و بمعدل نبضات 2.4 Kbit/sec

3. أنظمة التعديل و التعديل العكسي باستعمال 4 خطوط و بمعدل نبضات 2.4 Kbit/sec

4. أنظمة التعديل و التعديل العكسي باستعمال 4 خطوط و بمعدل نبضات 9.6 Kbit/sec

5. التعديل و التعديل العكسي ذات نظام الإرسال و الاستقبال

الكامل duplex باستعمال خطين و بمعدل نبضات 2.4 Kbit/sec، بالإضافة إلى استعمال تنقية الصدى echo.

6. أنظمة التعديل و التعديل العكسي ذات نظام إرسال و استقبال كامل full duplex أو نصف half duplex بمعدل نبضات 4.8 Kbit/sec، مع قناة اختيارية خلفية.

7. أنظمة التعديل و التعديل العكسي ذات نظام إرسال و استقبال كامل full duplex أو نصف half duplex بمعدل نبضات 4.8, 2.4 Kbit/sec، مع معادل أوتوماتيكي automatic equalizer.

8. أنظمة التعديل و التعديل العكسي ذات نظام الإرسال و الاستقبال الكامل duplex لإشارات المعلومات data signaling باستعمال خطين و بمعدل نبضات لغاية 9.6 Kbit/sec

ب. حزمة المجموعة group band. أنظمة التعديل و التعديل العكسي modems الخاصة بالحزمة (60-108 KHZ) هي:

1. أنظمة تستعمل معدل سيل نبضات يساوي 48 Kbit/sec.

2. أنظمة تستعمل معدلات سيل نبضات تساوي 56, 48, 64, 72 Kbit/sec.

3. أنظمة تستعمل معدلات سيل نبضات تساوي 96, 112, 128, 144 Kbit/sec.

ج. حزمة المجموعة الخاصة super group band. غير معروفة.

## **2-2-6 الدوائر المؤجرة الرقمية Digital Leased Circuits**

على خلاف القياسية منها، فلا حاجة لأنظمة التعديل و التعديل العكسي مع الدوائر المؤجرة الرقمية. و ميزات هذه الدوائر على شبكات المعطيات العامة PDN :

1. خدمات ترانس المعطيات: تشمل كل مما يلي:

أ. وصف اتصالات خدمات درجات الممتثل للخدمة في شبكة المعطيات العامة PDN.

ب. وصف لخدمات لترانس المعطيات و التسهيلات الاختيارية في شبكة للمعطيات العامة PDN.

ج. وصف للأقسام المختلفة للوصول لشبكة المعطيات العامة PDN.

2. واجهة بين DTE و DCE. و تتضمن:

- أ. ترانسل بداية-نهاية (start-stop Transmission)
- ب. واجهة لأنظمة التعديل و التعديل العكسي لسلسلة (V) ذات نظام الإرسال و الاستقبال الكامل duplex غير المتزامنة.
- ج. عمل التزامن synchronous operation.
- د. واجهة لأنظمة التعديل و التعديل العكسي لسلسلة (V) المتزامنة.
- هـ. تعريف دوائر التبديل الداخلي Interchange circuits.
- و. الخصائص الكهربائية لواجهة الدوائر المتكاملة غير المتوازنة.
- ز. الخصائص الكهربائية لواجهة الدوائر المتكاملة المتوازنة.

3. استقلالية سلسلة أجزاء المعطيات المتعاقبة Data Independency.

### 3-6 شبكة المقاسم التليفونية العامة PSTN

يقصد بالشبكات العامة، الشبكات التي تنتج خدماتها للعموم (الراغبين في خدماتها). و من أوسع هذه الشبكات انتشاراً شبكة المقاسم التليفونية العامة PSTN ، و شركات الهاتف تكون المسؤولة عن تقديم خدمات هذه الشبكة سواء توفير خطوط المكالمات المحلية أو المكالمات الدولية و غيرها من الخدمات.

لا يتكلف مستخدم هذه الشبكة تكلفة عالية، و لكن يدفع للتعريف tariff، و هي معدل المبالغ المترتبة لخدمات الاتصالات المتنوعة التي توفرها الشبكة لزيائنها. فعلى خلاف الشبكات الخاصة أو المؤجرة، حيث يدفع أصحاب الشبكة

جميع التكاليف، ففي الشبكات العامة توزع التكلفة على جميع مستخدمي الشبكة و بالتالي يترتب على كل واحد رسوم بسيطة للتركيب و التشغيل ( بالإضافة للفواتير الدورية الخاصة بالمكالمات و باقي الخدمات).

تعد شبكة للمقاسم التليفونية العامة PSTN من أوسع الشبكات انتشارا في العالم. معظم شبكات الهاتف الموجودة حاليا قياسية، و البعض منها فقط رقمي. و القياسية منها، كما هو الحال مع الدوائر المؤجرة القياسية، تحتاج لأنظمة تعديل و تعديل عكسي modems لغرض ترسل البيانات الرقمية خلالها.

و تعد PSTN أفضل مثال على شبكات WAN لنقل الصوت بينما تعد الإنترنت أفضل مثال على شبكات WAN لنقل البيانات data. كما لكونها من شبكات الغلق و الفتح فهي تتمتع بخصائص تلك الشبكات التي سبق و تطرقنا إليها في بداية هذه الوحدة.

و من الخصائص العامة لهذه الشبكات:

1. تهيأ توصيلات الفتح و الغلق وفقا للحاجة قبل نقل المعلومة. و من الممكن أن يصلاف ذلك تأخير زمني بسيط (و لكنه لا يدخل في حساب التكلفة).

2. خدمات ترسل المعطيات:

في الشبكات للقياسية يمون معدلات ترسل المعطيات الرقمية المترامنة بالقيم التالية:

0.6, 1.2, 2.4, 4.8, 9.6 Kbit/sec

3. ان أسلوب الربط بين DTE's فيزيائي مباشر خلال طلب المكالمة، كما يتم تجهيز الطريق للمكالمة مرة واحدة فقط.

4. تستخدم لإرسال الصوت فقط من الحركة التليفونية Traffic.

5. كلفة المكالمة تعتمد على كل من مدتها و المسافة بين الطرفين، فكلما زادت المدة أو المسافة زادت بالمقابل رسوم المكالمة.

6. لغرض إرسال المعطيات خلال الدوائر المؤجرة للقياسية نحتاج لأنظمة التعديل و التعديل العكسي (modems). و نستطيع ان نميز أنواع مختلفة لأنظمة التعديل و التعديل العكسي وفقا لحزمة المعطيات المتداولة :

أ. أنظمة التعديل و التعديل العكسي لتراسل المعطيات المتوازية باستعمال ترددات الإشارة الصوتية.

ب. أنظمة التعديل و التعديل العكسي لتراسل المعطيات المتوازية للاستعمال العالمي.

ج. التعديل و التعديل العكسي ذات نظام الإرسال و الاستقبال

الكامل duplex باستعمال خطين و بمعدل نبضات 1.2

Kbit/sec

د. التعديل و التعديل العكسي ذات نظام الإرسال و الاستقبال

الكامل duplex باستعمال خطين و بمعدل نبضات 0.3

Kbit/sec

هـ. أنظمة التعديل و التعديل العكسي بمعدل نبضات 2.4

Kbit/sec

و. أنظمة التعديل و التعديل العكسي بمعدل رمز 600/1200

baud/sec

ز. التعديل و التعديل العكسي ذات نظام الإرسال و الاستقبال

الكامل duplex باستعمال خطين و بمعدل نبضات 2.4

Kbit/sec، و باستعمال تقنية إلغاء الصدى echo.

ج. أنظمة التعديل و التعديل العكسي بمعدل نبضات 4.8/2.4

Kbit/sec

ط. التعديل و التعديل العكسي ذات نظام الإرسال و الاستقبال

9.6 الكامل duplex باستعمال خطين و بمعدل نبضات

Kbit/sec، و باستعمال تقنية إلغاء الصدى echo.

أما معايير التطبيق الخاصة لشبكة PSTN فهي (و التي نستطيع استنتاج

البعض منها مما سبق):

1. الحركة الهاتفية Traffic قليلة نسبيا.
2. الربط بين نقطتين هو من نوع طلب الخط dial-up.
3. مستوى السرية أقل منه في الشبكات المؤجرة أو شبكة ترانس حزم المعطيات PSPDN.
4. زمن تهيئة المكالمات متوسط.
5. سرعة نقل المعلومات لا تزيد عن 9.6 Kbit/sec.
6. التكلفة الفعالة للتكلفة cost effective distance هي المسافات القصيرة و المتوسطة (تصبح التكلفة عالية نسبيا للمسافات الطويلة).
7. مستوى الثقة reliability أقل منه في الشبكات المؤجرة أو شبكة المعطيات العامة PDN. و تعتمد على كل من المسار المتبع و حالة الخط، و نقل كلما ازداد طول المسافة و معدل إشارة المعطيات.

#### 4-6 شبكة دوائر مقاسم المعطيات العامة CSPDN

كما تستخدم دوائر التحويل (الفتح و الغلق) في خدمات التليفون و الفاكس، تستخدم دوائر مشابهة لها في اتصالات المعطيات بحيث يستمر الربط خلال طلب المكالمات.



و يمكن التعرف على شبكة دوائر مقاسم المعطيات العامة CSPDN من خلال معرفة الخصائص العامة لها و التي يمكن تلخيصها بالنقاط التالية:

1. ربط الدائرة خلال إجراء المكالمات من نوع نهاية-نهاية (stop-stop).
2. زمن الاستجابة للشبكة Network response time متوسط.
3. تعتمد تكلفة المكالمات في الوضع النموذجي على المسافة و زمن المكالمات.
4. ملاءمتها للحركة الهاتفية الكبيرة نسبيا و زمن المكالمات الطويل.
5. واجهة DTE/DCE، و التي تتضمن:
  - أ. خدمات ترانسmissions بداية - نهاية (start-stop).
  - ب. أطراف (terminals) السلسلة (V) المتزامنة.
  - ج. أطراف (terminals) السلسلة (V) ذات نظام الإرسال و الاستقبال Transceiver الكامل غير المتزامنة.
  - د. عمل التزامن Synchronous operation .
  - هـ. درجات التجميع الخاصة بالمستخدم multiplexed users class 3-6.
6. خدمات ترانسmissions المعطيات، و التي تشمل:
  - أ. درجات المستخدم للخدمة.
  - ب. خدمات المستعمل و التسهيلات.
  - ج. أقسام الوصول إلى DTE إلى شبكة مقاسم المعطيات العامة CSPDN.

أما بالنسبة لمعايير التطبيق الخاصة لشبكة CSPDN فهي:

1. الحركة الهاتفية Traffic كبيرة نسبيا و الفترة الزمنية طويلة.
2. الربط:

- أ. يبين نقطتين.
- ب. طلب للخط dial-up.
- ج. الربط بين عدة نقاط.
3. ملائمة للحركة الهاتفية المزدحمة.
4. فعالة لتراسل المعطيات لكل من المسافات القصيرة و المتوسطة.
5. مستوى جيد من الخدمات.
6. زمن تهيئة المكالمات قصير.
7. سرعة نقل المعلومات لا تزيد عن 48 Kbit/sec.

#### 5-6 شبكة تراسل مقاسم حزم المعطيات PSPDN

يمكن التعرف على شبكة تراسل مقاسم حزم المعطيات PSPDN من خلال معرفة الخصائص العامة لها و التي يمكن تلخيصها بالنقاط التالية:

1. تستخدم دوائر التحويل الحزمي (packet switching) بشكل مكثف. فتجزأ الرسائل الى مقاطع متعددة الأطوال و ترسل بشكل منفصل عبر روابط ديناميكية، و يسبق كل جزء (حزمة) منها رقم ثنائي لتعريف الحزمة و المسار المتبع للإرسال. و في الأصل تم تصميم هذه الشبكات لإرسال البيانات خلال الدوائر القياسية المعرضة للتشويش و الأخطاء، فتكون متبوعة بنظام ثنائي لتصحيح الأخطاء. و هذا الشكل يعرف بالرسالة المتقدمة header. ان كل حزمة تحوي مجالات تعريف مجموعة القناة (15→0) و رقم القناة منفردة في كل مجموعة (0→225).

2. استقلالية أجزاء المعطيات خلال إطار المعطيات.

3. أدى هذه الشبكة القدرة على التحويل من تشكيلة الى سرعة format to speed.
4. وقت تهيئة المكالمات قصير.
5. يعتمد الناتج على للتسهيلات التي يتم اختيارها من قبل المستعمل. كما أنها تتأثر بزيادة الحمل على الشبكة.
6. ربط الدائرة خلال إجراء المكالمات من نوع نهاية- نهاية و يستمر لفترات غير محددة.
7. تعتمد تكلفة المكالمات على الحجم و زمن المكالمات (ليس للمسافة تأثير، كما هو ملاحظ عند استخدام شبكة الإنترنت لإجراء مكالمات بعيدة المدى).
8. واجهة DTE/DCE، والتي تتضمن:
  - أ. الربط بين الأطراف العامة بنظام الرمز character code و بين المجمعات و المجمعات العكسية للحزم PAD
  - ب. الربط بين المجمعات العكسية للحزم PAD و باقي الأطراف خلال شبكة الحزم.
  - ج. الأطراف (terminals) العاملة بنظام الحزم
  - د. واجهة بين DCE و DTE لأطراف تعمل بنظام الحزم و الوصول لمداخل PSPDN من خلال شبكة الهواتف العامة (مع إمكانية الانتقال من نظام 4 خطوط الى نظام نو خطين).
8. خدمات ترسل المعطيات، والتي تشمل:
  - أ. درجات المستخدم للخدمة.
  - ب. خدمات المستعمل و التسهيلات.
  - ت. أنماط الوصول الى مداخل DTE.

أما بالنسبة لمعايير التطبيق الخاصة لشبكة PSPDN فهي:

1. الحركة الهاتفية Traffic صغيرة الحجم.
2. الربط:
  - أ. بين نقطتين.
  - ب. و للربط بين عدة نقاط.
3. فعالة لمراسل المعطيات لكل من المسافات الطويلة و المتوسطة.
4. مستوى جيد جدا من الخدمات.
5. سرعة نقل للمعلومات لا تزيد عن 64 Kbit/sec.

#### 6-6 خدمة ترسل المعطيات و شبكة الخدمات الرقمية المتكاملة ISDN

شبكة الخدمات الرقمية المتكاملة ISDN هي وصول آخر من الشبكات التي تقوم بتحويل خط المسار القياسي الى خط مسار رقمي، و بالتالي يمكن نقل البيانات الرقمية مباشرة . فالمجمعات في ISDN تتعامل مع التطبيقات التالية:

1. تفكيك تشفير البيانات لإنتاج إشارات VF للمعاملات التليفونية.
  2. تفكيك تشفير البيانات للعروض (شاشات صورة).
  3. معالجة البيانات لتطبيقات الحاسوب الشخصي PC.
- فهني تعالج الإشارات الصوتية و البيانات على حد سواء. و يوجد صنفين من ISDN هما:

1. شبكة الخدمات الرقمية المتكاملة ذات النطاق الضيق narrow band ISDN، و التي يرمز لها (N-ISDN).
2. شبكة الخدمات الرقمية المتكاملة ذات المعدل الابتدائي primary rate أو النطاق الواسع broadband ، و التي يرمز لها (B-ISDN).

جاء التطور للوصول الى شبكات ISDN لغرض تخفيض تكلفة الاتصالات الموجودة و تحسين فعاليتها و توفير مختلف الخدمات الرقمية للمستخدمين. فالميزة الأساسية لشبكة ISDN هو ما توفره من تطبيقات صوتية و بيانية كبيرة. و نتيجة إضافة خدمات جديدة يجب أن يتم ترتيبها لغرض المنافسة. و يمكن تزويد خدمات الشبكة الأساسية و الصيانة maintenance وأعمال إدارة الشبكة بالمعلومات للضرورة المحتواة في ISDN.

إن مواصفات خدمات تراسل و شبكة ISDN تغطي النقاط التالية:

1. أساسيات و مفهوم خدمات ISDN.
2. القدرة على توفير الخدمات.
3. الهيئة العامة للشبكة من مظاهر و أعمال.
4. البروتوكولات الخاصة بالشبكة و الأعمال المنجزة بها.

و خصائص خدمة تراسل المعطيات و شبكة ISDN يمكن تلخيصها بالنقاط التالية:

1. الوقت اللازم لتهيئة المكالمة متوسط.
2. تعتمد تكلفة المكالمة على المسافة، زمن المكالمة، حجم الحركة، السرعة و نوع الخدمة.
3. الناتج عالي.
4. القدرة على التحويل من سرعة speed الى تشكيلة format .
5. استقلالية سلسلة أجزاء المعطيات عند التعامل بنظام الحزم.
6. واجهة DTE/DCE، و التي تشمل واجهات شبكة المستخدم التي توفر المقطرة على:

- أ. التحقق من نجاح المكالمات.
- ب. تنظيم الأطراف العديدة.
- ت. اختيار معدل النبضات ، نظام الترميز و نظام التحويل.
3. خدمات ترسل المعطيات، جميع الخدمات الرقمية ملائمة للتعامل مع شبكات ISDN، و التي تشمل:
  - أ. الخدمات المتعلقة بالأمور الفنية من وجهة نظر المشترك.
  - ب. خدمات جانبية أخرى ذات علاقة بالخدمات المقدمة.
- و بشكل عام تقسم خدمات الاتصالات في شبكة ISDN الى قسمين:
  - أ. خدمات محمولة bearer services.
  - ب. خدمات عن بعد tele-services.

أما بالنسبة لمعايير التطبيق لتفضيل شبكة ISDN فهي:

1. الحركة الهاتفية Traffic متروحة بين قليلة الى عالية (وفقا للإشارة التي نتعامل معها).
2. سرعة نقل المعلومات متغيرة أيضا.
3. الربط:
  - أ. بين نقطتين.
  - ب. و الربط بين عدة نقاط.
4. فعالة لتراسل المعطيات لجميع المسافات القصيرة و المتوسطة و البعيدة.

## 7-6 ملخص المقارنة بين معايير الشبكات المختلفة

الجدول التالي يعطي ملخص لأهم معايير التطبيق لأنواع الشبكات المختلفة:

ISDN	PSPDN	CSPDN	PSTN	Leased Lines	
رسمي	قياسي/رسمي	رسمي	قياسي/ رسمي	قياسي/رسمي	نظام التراسل
قليل	قليل	قليل	عالي	قليل	معدل خطأ التراسل
غلق وفتح	غلق وفتح	غلق وفتح	غلق وفتح	نقطة مع نقطة	أسلوب الربط
Up to 64 Kb/sec	Up to 48 Kb/sec	Up to 48 Kb/sec	للنظام القياسي Up to 9.6 Kb/sec	قليلة إلى عالية	سرعة التراسل
ممکن	غير ممكن	غير ممكن	غير ممكن	غير ممكن	التحويل من سرعة speed إلى بنية format
متوسط	من متوسط إلى بعيد	من قصير إلى متوسط	من قصير إلى متوسط	قصير	البعد الفعلي للتكلفة
متوسط	متوسط	متوسط	طويل	-	وقت تحضير المكالمة

## أسئلة الوحدة السادسة

س(1) عند خصائص كل من الشبكات التالية:

1. DTN
2. Leased Circuits
3. PSTN
4. CSPDN
5. PSPDN
6. ISDN

س(2) ما مميزات DTN على شبكة الهاتف؟

س(3) ما معايير التطبيق التي تفضل كل من الشبكات التالية:

1. DTN
2. Leased Circuits
3. PSTN
4. CSPDN
5. PSPDN
6. ISDN

س(4) قارن بين للشبكات في السؤال السابق من حيث:

1. معدل ترسل البيانات.
2. نوع للربط المستخدم.
3. حاجتها لأنظمة للتعديل و التعديل العكسي modems (تعاملها مع أنظمة قياسية أو رقمية).
4. حجم الحركة الهاتفية.
5. البعد للفعال للتكلفة.
6. الوقت اللازم لتحضير المكالمات.



7. سرعة للتراسل.

س5) ما الفرق بين شبكات الفتح و الغلق و الشبكات المؤجرة ؟

س6) أي الشبكات تفضل لتأمين حجم حركة هاتفية كبيرة؟

س7) على ماذا تعتمد تكلفة المكالمات في كل من:

PSDN.1

PSPDN.2

ISDN.3

س8) لإجراء مكالمات دولية، أي الشبكات توفر الخدمة بتكلفة أقل؟

س9) لإجراء مكالمات محلية، أي الشبكات توفر الخدمة بتكلفة أقل؟

س10) لنقل بيانات (صوت و صورة) ذات حجم كبير، أي الشبكات توفر

الخدمة بتكلفة أقل؟

س11) لنقل بيانات (صوت و صورة) ذات حجم كبير، أي الشبكات توفر

الخدمة بسرعة أعلى؟

س12) عند أنواع شبكات الفتح و الغلق.

## الملحق Appendix

أهم المصطلحات و المختصرات العلمية المستخدمة في الكتاب

ADC	Analog to Digital Converter	محول الإشارة القياسية إلى رقمية
DM	Delta Modulation	تعديل الفرق
PTM	Pulse Time Modulation	تعديل زمن النبضة
PCM	Pulse Code Modulation	التعديل النبضي المرمز
PWM	Pulse Width Modulation	تعديل عرض النبضة
PPM	Pulse Position Modulation	تعديل مكان النبضة
PAM	Pulse Amplitude Modulation	تعديل اتساع النبضة
NRZ	Not Return to Zero	عدم العودة إلى الصفر
NRZ	Not Return to Zero	عدم العودة إلى الصفر
HDB-3	High Density Bipolar-3	الرمز ذو القطبيتين عالي الشدة من الدرجة الثالثة
CMI	Code Mark Inversion	الرمز العاكس للعلامة
SNR	Signal to Noise Ratio	نسبة قدرة إشارة المعلومات إلى قدرة إشارة التشويش

TDM	Time Division Multiplexing	التجميع الزمني /مزج للشرائح الزمنية
FDM	Frequency Division Multiplexing	للتجميع الترددي/ تقسيم عرض النطاق
BER	Bit Error Rate	معدل خطأ النبضة
FSK	Frequency Shift Keying	الإزاحة الترددية
PSK	Phase Shift Keying	الإزاحة الطورية
ASK	Amplitude Shift Keying	الإزاحة السعوية
BPSK	Binary Phase Shift Keying	الإزاحة الطورية الثنائية
QAM	Quadrature Amplitude Modulation	التعديل السعوي الرباعي
LPF	Low Pass Filter	مصفى تمرير حزمة للترددات المنخفضة
BPF	Band Pass Filter	مصفى تمرير حزمة ترددية
ISI	Intersymbol Interference	تداخل الرموز المتجاورة
OOK	On-Off Keying	إزاحة سعوية (فتح و غلق)
PSD	Power Spectral Density	الطيف الترددي للقدرة
VCO	Voltage Controlled Oscillator	المهتز المتحكم بالفولتية
FEC	Forward Error Correction	تصحيح الأخطاء مقدما
ARQ	Automatic Repeat Request	إعادة الطلب التلقائي
PSTN	Public Switching Telephone Network	شبكة المقاسم التليفونية للعامه

CSDN	Circuits Switching Data Network	شبكة دوائر مقاسم المعطيات العامة
ISDN	Integrated Services Digital Network	شبكة الخدمات للرقمية المتكاملة
DTE	Data Terminals Equipment	معدات البيانات الطرفية
$E_b$	Bit Energy	طاقة النبضة
P	Power	القدرة
$P_e$	Probability of Error	احتمالية للخطأ
Mbit	Mega bit	مليون نبضة
Kbit	Kilo bit	ألف نبضة
sec	second	ثانية
rms	root mean square	جذر متوسط القيمة التربيعية
f	frequency	التردد
T	Period time	الزمن الدوري
R	Rate	المعدل

## المراجع العلمية

1. Analog and Digital Communication Systems, Marten S. Roden, 4<sup>th</sup> Edition. Prentice-Hall International, Inc.
2. Digital and Analog Communication Systems, Leon W. Couch II, 5<sup>th</sup> Edition. Prentice-Hall International, Inc.
3. Modern Digital and Analog Communication Systems, B. P. Lathi, 2<sup>nd</sup> Edition. The Dryden Press .
4. دوسيه الاتصالات الرقمية. تأليف نخبة المهندسين الأردنيين
5. Signals and Systems: Continuous and Discrete, Rodger E. Ziemer, William H. Tranter, and D. Ronald Fannin. 3<sup>rd</sup> Edition.
6. Digital Communication Lab Manual /Applied Science University, Eng. Maryam Aku-Zaheya, 1999-2000..
7. Digital Electronics Lab Manual / Applied Science University, Eng. Maryam Aku-Zaheya, 1997-1998





# الاتصالات الرقمية



مركز أبحاث المعلوماتية والتوثيق

شارع السقايا - مجمع التحرير التجاري  
تلفاكس: 4612190 موب: 922762 عمارة 11121 الأبرج  
www.darsafa.com E-mail: darsafa@darsafa.com



مكتبة المجمع العربي للنشر والتوزيع

الرياض - المملكة العربية السعودية - جميع الحقوق محفوظة للمطبعة  
مطبعة: 8744 رقم الهاتف: 11121 خط التحرير: 962 79 3651920  
E-mail: Moj\_pub@hotmail.com